



**Titre:** Courant continu tolérable dans les transformateurs de puissance  
Title:

**Auteur:** Patrick Picher  
Author:

**Date:** 1997

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Picher, P. (1997). Courant continu tolérable dans les transformateurs de puissance [Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.  
Citation: <https://publications.polymtl.ca/6829/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/6829/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de recherche:**  
Advisors:

**Programme:** Non spécifié  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

COURANT CONTINU TOLÉRABLE  
DANS LES TRANSFORMATEURS DE PUISSANCE

PATRICK PICHER

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET INFORMATIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D.)  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

OCTOBRE 1997



National Library  
of Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions et  
services bibliographiques

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file Votre référence*

*Our file Notre référence*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-33021-4

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

COURANT CONTINU TOLÉRABLE  
DANS LES TRANSFORMATEURS DE PUISSANCE

présentée par: PICHER Patrick

en vue de l'obtention du diplôme de: Philosophiae Doctor

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de:

M. MARCEAU Richard, Ph.D., Président

M. OLIVIER Guy, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. BOLDUC Léonard, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. BOUCHARD Réal-Paul, M.Sc.A., membre

M. OOI Boon-Tech, Ph.D., membre

À ma fiancée Patricia

À mon fils Jonathan

## REMERCIEMENTS

Cette thèse n'aurait pu être menée à terme sans la collaboration et l'appui de plusieurs personnes auxquelles j'exprime ici toute ma gratitude.

Tout d'abord, M. Léonard Bolduc, chercheur du service Appareillage électrique de l'IREQ, sous la direction duquel s'est déroulée la recherche. Il a su bien orienter mes travaux armé de sa patience, de sa disponibilité et de son sens critique. Je le prie de trouver ici le témoignage de ma profonde gratitude.

Ensuite, mon directeur, le professeur Guy Olivier, qui a contribué au suivi technique et au déroulement général du projet et qui m'a assisté en toutes occasions.

Pour son assistance et ses importants travaux de coordination, je tiens à remercier M. Antonio Dutil, de la direction Planification du réseau et de l'équipement, représentant du client du projet de recherche.

De l'IREQ, il faut mentionner les équipes de montage et d'essais des laboratoires Grande puissance et Haute tension. Parmi eux, j'adresse mes remerciements à M. Pierre Pépin, ingénieur d'essais, pour son apport technique lors des essais d'injection de courant continu sur les transformateurs de grande puissance. Également, M. Jacques Bherer et M. Grégoire Paré qui ont été des collaborateurs essentiels pour les mesures de température par thermocouples aux deux laboratoires.

De la compagnie ABB, M. Van Quan Pham, ingénieur, et M. Marcel Richard, technicien, pour leur participation à l'installation des thermocouples et leur collaboration indispensable.

Je désire aussi témoigner toute ma gratitude et tout mon amour à celle qui partage ma vie, pour sa compréhension et son appui constant pour la réalisation de ce travail: merci Patricia.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements et mes sentiments les plus profonds à ma mère Pierrette et à mon père Laurent qui ont joué un rôle déterminant dans l'accomplissement de ce travail.

En terminant, je remercie l'Institut de recherche d'Hydro-Québec, le Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada, le Centre de développement technologique et le Département de génie électrique et informatique de l'École Polytechnique qui m'ont donné l'occasion et l'aide nécessaire pour l'accomplissement de ce travail.

Que tous soient sincèrement remerciés.

## RÉSUMÉ

Cette recherche concerne l'échauffement des transformateurs de puissance lorsqu'ils sont soumis à la circulation de courant continu.

Pour permettre de quantifier l'échauffement interne des transformateurs en présence de courant continu, des essais d'injection de courant continu dans deux autotransformateurs monophasés à 735 kV de puissances nominales 370 MVA et 550 MVA ont été réalisés. Des essais de surexcitation ont également été effectués sur ces mêmes transformateurs pour offrir une base de comparaison de l'échauffement du noyau. Les résultats d'essais ont démontré que les seules pièces susceptibles de s'échauffer rapidement et significativement sont les barres de traction. Malheureusement, une lecture anormale du thermocouple situé au point central de la barre de traction a empêché la mesure de la température à cet endroit important.

Par conséquent, des essais d'injection de courant continu sur de plus petits modèles de transformateurs de puissance 100 kVA ont été réalisés dans le but d'étudier plus spécifiquement l'échauffement des barres de traction. Un nombre suffisant de thermocouples a été installé sur les barres de traction pour assurer une mesure adéquate de la température sur ces éléments.

Ensuite, de manière à permettre la transposition de l'échauffement obtenu sur les transformateurs de 100 kVA à l'échauffement des transformateurs de grande puissance, des simulations par éléments finis ont été réalisées. Les résultats des essais avec les petits transformateurs ont permis de valider la méthode de calcul qui a ensuite été appliquée aux transformateurs de grande puissance.



Les résultats des essais d'injection de courant continu dans les transformateurs monophasés de grande puissance sont utilisés comme base de comparaison pour l'analyse de l'influence du courant continu sur l'échauffement des transformateurs triphasés à trois colonnes, à cinq colonnes et de type cuirassé. L'analyse comparative présentée porte sur l'échauffement des pièces de structure à l'intérieur des enroulements. Le principe de dualité a été appliqué de manière à obtenir des circuits électriques équivalents aux circuits magnétiques des transformateurs triphasés. Les circuits électriques ainsi obtenus ont été validés par des résultats expérimentaux sur des petits transformateurs triphasés.

## ABSTRACT

This research concerns the overheating of power transformers in the presence of direct current.

The temperature rise in power transformers subjected to a dc source of excitation was measured on core-form single-phase 735 kV autotransformers rated 370-MVA and 550-MVA. The measurements were compared to the temperature rise values obtained on the same transformers operating in overexcitation. The results show that the tie plates of this particular type of transformer are the components most susceptible to rapid temperature rise. Unfortunately, an irregular reading of the thermocouple measuring the mid-point of the tie plate was observed experimentally.

Therefore, tests on smaller 100-kVA transformers were performed to take a specific look at these tie plates under the effect of a temperature increase. A sufficient number of thermocouples were installed on the tie plates.

Then, finite-element simulations on a magnetic steel plate in a magnetic field similar to that created by the magnetizing current of a saturated transformer were conducted in order to establish a method of calculating the eddy current losses in the tie plates of large power transformers. Once it had been validated by the tests on 100-kVA transformers, this method was applied to the large transformers and the local losses were calculated as a function of the direct current level.

The results of the tests on the large transformers are used as a basis of comparison for analyzing the influence of direct current on the temperature rise in three-phase transformers (3-legged core-form, 5-legged core-form and shell-form transformers). The

comparative analysis deals with the temperature-rise of structural parts inside the windings. The principle of duality was applied so as to obtain equivalent electric circuits of the magnetic circuits of the three-phase transformers. The electrical circuits thus obtained were validated by experimental results on small three-phase transformers.

## TABLE DES MATIÈRES

Dédicace.....	iv
Remerciements.....	v
Résumé.....	vii
Abstract.....	ix
Table des matières.....	xi
Liste des tableaux.....	xvii
Liste des figures.....	xviii
Liste des symboles.....	xxviii
Liste des annexes.....	xxxi

### CHAPITRE I

<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>1</b>
1.1 Présence de courant continu dans les réseaux d'énergie électrique.....	1
1.1.1 Les orages géomagnétiques.....	1
1.1.2 Les électrodes de terre.....	2
1.1.3 Les conséquences néfastes.....	3
1.2 L'échauffement des transformateurs.....	4
1.3 Les courants continus dans le réseau d'Hydro-Québec.....	5
1.4 Objectif du projet de recherche.....	7
1.5 Outils de recherche disponibles.....	9
1.5.1 Recherches expérimentales.....	9
1.5.2 Calculs numériques.....	10
1.5.2.1 Simulation par éléments finis.....	10
1.5.2.2 Simulation des circuits électriques non linéaires.....	11
1.6 Grandes lignes de la thèse.....	12
1.7 Contributions de la thèse.....	12

### CHAPITRE II

<b>PRINCIPE DE SATURATION DES TRANSFORMATEURS.....</b>	<b>14</b>
2.1 Introduction.....	14
2.2 Équilibre de saturation.....	14
2.3 Harmoniques générés par un transformateur saturé par courant continu.....	16
2.4 Conclusion.....	18

### **CHAPITRE III**

<b>MÉTHODE D'ESSAIS D'INJECTION DE COURANT CONTINU .....</b>	<b>19</b>
3.1 Introduction .....	19
3.2 Circuit d'essai d'injection de courant continu dans deux transformateurs.....	19
3.3 Distribution des harmoniques de courant.....	21
3.4 Formes d'ondes associées au circuit d'essai d'injection de courant continu .....	24
3.5 Conclusion.....	26

### **CHAPITRE IV**

<b>ESSAIS SUR DES TRANSFORMATEURS DE 370 ET 550 MVA.....</b>	<b>27</b>
4.1 Introduction .....	27
4.2 Caractéristiques des transformateurs sous essais .....	28
4.3 Localisation des thermocouples installés sur les transformateurs.....	29
4.4 Conditions d'essais .....	32
4.5 Échauffement des composantes .....	33
4.5.1 Essais d'injection de courant continu .....	33
4.5.2 Courbes d'échauffement des transformateurs en surexcitation.....	38
4.5.3 Courbes d'échauffement des transformateurs en charge .....	40
4.6 Analyse des courbes d'échauffement.....	41
4.6.1 Mesure de l'échauffement du noyau.....	41
4.6.2 Mesure de l'échauffement des pièces de structure .....	41
4.7 Échauffement des barres de traction .....	42
4.8 Analyse des gaz dissous et essai de tension induite .....	47
4.9 Schéma détaillé du circuit d'injection de courant continu.....	48
4.10 Réalisation de la source de courant continu .....	49

4.11	Description et analyse des courants mesurés.....	52
4.11.1	Harmoniques et courants reconstitués .....	52
4.11.2	Courant de magnétisation mesuré en présence de courant continu .....	57
4.11.3	Détermination expérimentale des facteurs $K_1$ et $K_2$ .....	59
4.11.4	Validation des équations de calculs des harmoniques de courant .....	63
4.12	Bilan des pertes des transformateurs .....	67
4.12.1	Influence du courant continu sur les pertes dans le noyau.....	68
4.12.2	Influence du courant continu sur les pertes par effet Joule.....	69
4.12.2.1	Cas général .....	69
4.12.2.2	Cas des transformateurs sous essais .....	71
4.12.3	Influence des harmoniques sur les pertes dans les enroulements .....	73
4.12.4	Pertes vagabondes.....	74
4.13	Conclusion.....	75

## CHAPITRE V

<b>ESSAIS SUR DES TRANSFORMATEURS DE 100 kVA.....</b>	<b>77</b>
<b>5.1 Introduction .....</b>	<b>77</b>
<b>5.2 Conditions d'essais .....</b>	<b>77</b>
<b>5.3 Étude de l'échauffement des barres de traction .....</b>	<b>79</b>
5.3.1 Équations de base de l'échauffement .....	79
5.3.2 Représentation spéciale des courbes d'échauffement .....	83
5.3.3 Pertes locales générées ( $\lambda$ ) dans les barres de traction .....	86
5.3.4 Évaluation du coefficient de transfert de chaleur .....	90
5.3.5 Élévation de température finale par rapport au noyau .....	97
5.3.6 Barre de traction en acier non magnétique.....	98

5.4 Conclusion.....	100
---------------------	-----

## **CHAPITRE VI**

### **CALCUL DES PERTES DANS LES PIÈCES DE STRUCTURE ..... 101**

6.1 Introduction .....	101
6.2 Description des conditions de simulation .....	102
6.3 Calcul des pertes dans la barre de traction (100 kVA).....	105
6.4 Calcul des pertes dans la barre de traction (370 MVA) .....	109
6.5 Discussion sur la limite tolérable de courant continu .....	115
6.6 Conclusion.....	119

## **CHAPITRE VII**

### **COURANT CONTINU DANS LES TRANSFORMATEURS TRIPHASÉS..... 121**

7.1 Introduction .....	121
7.2 Description des transformateurs triphasés.....	122
7.2.1 Transformateurs triphasés de type à colonnes .....	122
7.2.2 Transformateurs triphasés de type cuirassé .....	122
7.3 Analyse des circuits magnétiques.....	124
7.3.1 Analogie entre circuit électrique et circuit magnétique .....	124
7.3.2 Division spatiale du noyau.....	125
7.3.3 Transformateurs triphasés à trois et à cinq colonnes .....	125
7.3.3.1 Circuit magnétique .....	125
7.3.3.2 Équations du circuit magnétique .....	126
7.3.3.3 Cas du transformateur triphasé à trois colonnes.....	129
7.3.3.4 Cas du transformateur triphasé à cinq colonnes.....	129

7.3.4	Transformateur triphasé de type cuirassé.....	131
7.3.4.1	Circuit magnétique .....	131
7.3.4.2	Équations du circuit magnétique .....	131
7.3.4.3	Analyse de la saturation du transformateur de type cuirassé.....	134
7.4	Développement des circuits équivalents électriques duaux .....	134
7.4.1	Objectif de la procédure.....	134
7.4.2	Principe de dualité .....	135
7.4.3	Application du principe de dualité.....	138
7.4.4	Détermination des paramètres de simulation.....	139
7.4.4.1	Évaluation expérimentale des courbes de saturation.....	139
7.4.4.2	Calcul des couples ( $i$ , $N\Phi$ ) des segments de noyau.....	142
7.4.5	Circuit de simulation des transformateurs à trois et à cinq colonnes.....	144
7.4.6	Circuit de simulation du transformateur de type cuirassé.....	147
7.5	Validation expérimentale des circuits de simulation.....	149
7.5.1	Circuit expérimental .....	149
7.5.2	Comparaison des mesures et des simulations .....	150
7.6	Simulations et essais .....	151
7.6.1	Considérations pratiques en regard des simulations .....	151
7.6.2	Simulation du transformateur triphasé à trois colonnes (maquette) .....	152
7.6.3	Simulation du transformateur triphasé à cinq colonnes (maquette).....	154
7.6.4	Simulation du transformateur triphasé de type cuirassé (maquette).....	157
7.6.5	Mesure de l'échauffement des barres de traction (maquette).....	160
7.6.6	Déplacement du flux moyen dans la phase centrale .....	162
7.6.7	Diagramme vectoriel des transformateurs triphasés .....	163
7.7	Analyse comparative de la saturation des transformateurs triphasés .....	166



7.7.1 Paramètres de base pour le calcul avec des unités p.u. ....	167
7.7.2 Simulation du transformateur monophasé .....	170
7.7.3 Simulation du transformateur triphasé à cinq colonnes .....	172
7.7.4 Simulation du transformateur triphasé de type cuirassé .....	182
7.7.5 Comparaison entre les types de transformateurs.....	188
7.8 Conclusion.....	190

## **CHAPITRE VIII**

<b>CONCLUSION.....</b>	<b>192</b>
8.1 Conclusion générale .....	192
8.2 Conclusions détaillées .....	195
8.3 Nouvelles avenues de recherche.....	200
<b>RÉFÉRENCES .....</b>	<b>201</b>
<b>ANNEXES .....</b>	<b>204</b>

## LISTE DES TABLEAUX

<b>Tableau 4.1</b> Description des autotransformateurs utilisés pour les essais. ....	28
<b>Tableau 4.2</b> Valeur crête des harmoniques des courants mesurés au laboratoire pour l'essai d'injection de 25 A de courant continu. ....	52
<b>Tableau 4.3</b> Courants crêtes mesurés et facteurs $K_1$ et $K_2$ .....	61
<b>Tableau 4.4</b> Courants de magnétisation efficaces calculés .....	72
<b>Tableau 4.5</b> Résistances apparentes et pertes vagabondes possibles dans les enroulements. ....	74
<b>Tableau 6.1</b> Caractéristiques des courants de magnétisation des transformateurs en saturation. ....	111
<b>Tableau 7.1</b> Points des courbes de saturation utilisés pour les simulations. ....	141
<b>Tableau 7.2</b> Couples ( $i$ , $N\Phi$ ) des inductances non linéaires. ....	143
<b>Tableau 7.3</b> Couples ( $\Phi$ , fmm) des réluctances non linéaires.....	144

## LISTE DES FIGURES

<b>Figure 1.1</b> Présence du courant quasi continu dans les transformateurs des réseaux électriques. ....	2
<b>Figure 1.2</b> Création des courants de Foucault dans les barres de traction.....	5
<b>Figure 2.1</b> Courant de magnétisation résultant de la saturation par un courant continu. ....	16
<b>Figure 2.2</b> Représentation simplifiée de la courbe de magnétisation.....	17
<b>Figure 2.3</b> Représentation des variables de calcul du courant de magnétisation.....	18
<b>Figure 3.1</b> Schéma simplifié du circuit d'essai d'injection de courant continu.....	20
<b>Figure 3.2</b> Circuit équivalent pour l'étude de la distribution des courants harmoniques.....	22
<b>Figure 3.3</b> Formes d'ondes associées au circuit d'injection de courant continu. ....	25
<b>Figure 4.1</b> Structure du noyau des transformateurs utilisés lors des essais. ....	29
<b>Figure 4.2</b> Schéma général du transformateur de 550 MVA et localisation des 22 thermocouples.....	30
<b>Figure 4.3</b> Schéma général du transformateur de 370 MVA et localisation des 20 thermocouples.....	31
<b>Figure 4.4</b> Courbes d'échauffement du transformateur de 370 MVA en présence de 25 A de courant continu. ....	34

<b>Figure 4.5</b> Courbes d'échauffement du transformateur de 370 MVA en présence de 50 A de courant continu.....	35
<b>Figure 4.6</b> Courbes d'échauffement du transformateur de 370 MVA en présence de 0,5 A cc, 12,5 A cc et 75 A de courant continu.....	35
<b>Figure 4.7</b> Courbes d'échauffement du transformateur de 550 MVA en présence de 25 A de courant continu.....	36
<b>Figure 4.8</b> Courbes d'échauffement du transformateur de 550 MVA en présence de 50 A de courant continu.....	37
<b>Figure 4.9</b> Courbes d'échauffement du transformateur de 550 MVA en présence de 0,5 A cc, 12,5 A cc et 75 A de courant continu.....	37
<b>Figure 4.10</b> Courbes de comparaison de l'échauffement du noyau du transformateur de 370 MVA en surexcitation et en présence de courant continu.....	39
<b>Figure 4.11</b> Courbes de comparaison de l'échauffement du noyau du transformateur de 550 MVA en surexcitation et en présence de courant continu.....	39
<b>Figure 4.12</b> Courbes d'échauffement interne du transformateur de 370 MVA en régime ONAF.....	40
<b>Figure 4.13</b> Emplacement du thermocouple au centre de la barre de traction. ....	44
<b>Figure 4.14</b> Courants de Foucault induits dans les barres de traction. ....	46
<b>Figure 4.15</b> Schéma détaillé du circuit d'injection de courant continu.....	49

<b>Figure 4.16</b> Courant $I_{\text{tot}}$ reconstitué.....	53
<b>Figure 4.17</b> Courant $I_{p1}$ reconstitué.....	54
<b>Figure 4.18</b> Courant $I_{p2}$ reconstitué.....	55
<b>Figure 4.19</b> Courant $I_{3/m}$ reconstitué.....	56
<b>Figure 4.20</b> Courant de magnétisation du transformateur de 370 MVA en présence de 25 A de courant continu.....	58
<b>Figure 4.21</b> Courant de magnétisation du transformateur de 550 MVA en présence de 25 A de courant continu.....	58
<b>Figure 4.22</b> Circuit de la figure 3.2 avec les valeurs des impédances à 60 Hz. ....	62
<b>Figure 4.23</b> Valeur crête du courant de magnétisation (A) versus le courant continu injecté (A).....	64
<b>Figure 4.24</b> Comparaison entre les harmoniques calculés et les harmoniques mesurés du courant de magnétisation (A) du transformateur de 370 MVA en présence de 25 A de courant continu.....	66
<b>Figure 4.25</b> Comparaison entre les harmoniques calculés et les harmoniques mesurés du courant de magnétisation (A) du transformateur de 550 MVA en présence de 25 A de courant continu.....	67
<b>Figure 4.26</b> Relation entre la puissance totale mesurée (kW) et le courant continu injecté (A).....	68

<b>Figure 4.27</b> Relation entre les pertes Joule dans les enroulements (kW) et l'intensité du courant continu (A). .....	72
<b>Figure 5.1</b> Méthode graphique d'évaluation des pertes locales générées. ....	83
<b>Figure 5.2</b> Dérivée d'une fonction exponentielle en fonction de sa valeur. ....	84
<b>Figure 5.3</b> Taux de variation ( $^{\circ}\text{C}/\text{min}$ ) de la température du point central des barres de traction du transformateur de 100 kVA en présence de courant continu en fonction de la valeur de la température mesurée ( $^{\circ}\text{C}$ ). ....	87
<b>Figure 5.4</b> Évolution des pertes locales générées ( $\lambda$ en W/kg) au point central de la barre de traction en fonction de l'intensité du courant continu injecté (A). ....	88
<b>Figure 5.5</b> Pertes locales générées dans la barre de traction (W/kg) en fonction de la distance par rapport au centre (cm). ....	89
<b>Figure 5.6</b> Valeurs normalisées des pertes (p.u.) générées dans la barre de traction en fonction de la distance par rapport au centre. ....	90
<b>Figure 5.7</b> Localisation des barres de traction des transformateurs de grande puissance. ....	91
<b>Figure 5.8</b> Progression du coefficient de transfert de chaleur (h en $\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot^{\circ}\text{C}^{-1}$ ) en fonction de l'élévation de température finale ( $^{\circ}\text{C}$ ). ....	93
<b>Figure 5.9</b> Comparaison de l'échauffement des barres de traction avec les canaux d'huile ouverts et les canaux d'huile bouchés pour une injection de 100 A de courant continu. ....	94

<b>Figure 5.10</b> Température de l'huile dans le haut et dans le bas des canaux de refroidissement pour une injection de 100 A de courant continu.....	95
<b>Figure 5.11</b> Élévation de température (°C) de la barre de traction pour trois conditions de refroidissement et 100 A cc injectés en fonction de la distance par rapport au centre (cm). .....	95
<b>Figure 5.12</b> Valeurs normalisées (p.u.) des pertes locales générées dans la barre de traction et de l'élévation de température par rapport au noyau pour trois conditions de refroidissement lors d'une injection de 100 A continus. ....	96
<b>Figure 5.13</b> Comparaison de l'échauffement du point central de la barre de traction pour une injection de 100 A de courant continu à partir d'une température de l'huile à 25°C et à 90°C.....	97
<b>Figure 5.14</b> Élévation de température finale de la barre de traction par rapport au noyau (°C) en fonction du niveau de courant continu injecté.....	98
<b>Figure 5.15</b> Comparaison de l'échauffement d'une barre de traction fabriquée en acier non magnétique par rapport à l'échauffement d'une barre de traction fabriquée en acier magnétique lors de l'injection de 100 A de courant continu.....	99
<b>Figure 6.1</b> Géométrie utilisée pour le calcul par éléments finis des pertes par courants de Foucault dans les barres de traction. ....	103
<b>Figure 6.2</b> Paramètres pour la description de la courbe B versus H de l'acier. ....	104
<b>Figure 6.3</b> Pertes simulées (W/kg) au centre de la barre de traction en fonction du niveau de courant continu en comparaison avec les résultats expérimentaux. ....	105

<b>Figure 6.4</b> Pertes locales générées (W/kg) dans la barre de traction en fonction de la distance par rapport au centre (cm); résultats de simulation et résultats expérimentaux.....	107
<b>Figure 6.5</b> Pertes de puissance (W/kg) calculées au centre de la barre de traction pour une excitation alternative seulement et avec la composante continue.....	108
<b>Figure 6.6</b> Résultats du calcul par éléments finis des pertes locales générées (W/kg) au centre des barres de traction du transformateur de 370 MVA. ....	109
<b>Figure 6.7</b> Élévation de température estimée du point central des barres de traction du transformateur de 370 MVA en fonction de l'intensité du courant continu.....	112
<b>Figure 6.8</b> Résultats du calcul par éléments finis des pertes locales générées dans la barre de traction en fonction de la distance par rapport au centre.....	113
<b>Figure 6.9</b> Pertes locales calculées par éléments finis (W/kg) au centre de la barre de traction du transformateur de 370 MVA et du transformateur de 100 kVA en fonction du champ magnétique crête (kA/m). ....	117
<b>Figure 7.1</b> Transformateurs triphasés de type à colonnes: (a) à trois colonnes (b) à 5 colonnes. ....	122
<b>Figure 7.2</b> Transformateur triphasé de type cuirassé.....	123
<b>Figure 7.3</b> Coupe schématique de la structure interne d'un transformateur de type cuirassé. ....	124



<b>Figure 7.4</b> Circuit magnétique du transformateur à cinq colonnes. ....	126
<b>Figure 7.5</b> Circuit magnétique du transformateur de type cuirassé. ....	131
<b>Figure 7.6</b> Application du principe de dualité. ....	138
<b>Figure 7.7</b> Circuit électrique résultant. ....	139
<b>Figure 7.8</b> Mesure expérimentale du courant et de la tension en surexcitation. ....	140
<b>Figure 7.9</b> Résultat expérimental obtenu pour la courbe de magnétisation. ....	140
<b>Figure 7.10</b> Circuit de simulation du transformateur à cinq colonnes. ....	145
<b>Figure 7.11</b> Circuit de simulation du transformateur de type cuirassé. ....	147
<b>Figure 7.12</b> Circuit expérimental d'injection de courant continu. ....	149
<b>Figure 7.13</b> Validation expérimentale des circuits de simulation (à gauche: triphasé cinq colonnes; à droite: triphasé de type cuirassé; mesures: lignes pleines; simulations: lignes pointillées). ....	150
<b>Figure 7.14</b> Comparaison des résultats de la simulation du circuit magnétique du transformateur triphasé à trois colonnes sans courant continu (échelle de gauche) avec la simulation du circuit électrique dual en présence de 10 A de courant continu (échelle de droite). ....	153
<b>Figure 7.15</b> Flux calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 10 A cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes. ....	155

<b>Figure 7.16</b> Courants calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 10 A cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes. ....	156
<b>Figure 7.17</b> Flux calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 10 A cc par phase dans le transformateur triphasé de type cuirassé.....	158
<b>Figure 7.18</b> Courants calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 10 A cc par phase dans le transformateur triphasé de type cuirassé.....	159
<b>Figure 7.19</b> Courbes d'échauffement du noyau et des pièces de structure de la maquette de transformateur triphasé à cinq colonnes pour une injection de 10 A cc par phase. ....	161
<b>Figure 7.20</b> Diagramme vectoriel des transformateurs triphasés. ....	164
<b>Figure 7.21</b> Circuit équivalent montrant la résistance série des enroulements. ....	165
<b>Figure 7.22</b> Courbe de saturation (acier M4) utilisée pour les simulations.....	168
<b>Figure 7.23</b> Circuit de simulation du transformateur monophasé. ....	171
<b>Figure 7.24</b> Comparaison des champs magnétiques crêtes simulés versus les résultats expérimentaux pour le cas du transformateur monophasé en présence de courant continu. ....	171
<b>Figure 7.25</b> Courants $I_A$ , $I_B$ et $I_C$ calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.....	174

<b>Figure 7.26</b> Flux $\Phi_A$ , $\Phi_B$ et $\Phi_C$ calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.....	174
<b>Figure 7.27</b> Courants $I_1$ et $I_2$ calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.....	175
<b>Figure 7.28</b> Flux $\Phi_1$ et $\Phi_2$ calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.....	176
<b>Figure 7.29</b> Courants $I_3$ et $I_4$ calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.....	177
<b>Figure 7.30</b> Flux $\Phi_3$ et $\Phi_4$ calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.....	178
<b>Figure 7.31</b> Courants de magnétisation calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.....	179
<b>Figure 7.32</b> Saturation du noyau du transformateur à cinq colonnes en présence de 75 p.u. de courant continu lors de la période 26 à 29 ms. ....	181

<b>Figure 7.33</b> Saturation du noyau du transformateur à cinq colonnes en présence de 75 p.u. de courant continu lors de la période 29 à 32 ms. ....	181
<b>Figure 7.34</b> Courants calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé de type cuirassé. ....	183
<b>Figure 7.35</b> Flux calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé de type cuirassé. ....	184
<b>Figure 7.36</b> Courants de magnétisation calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé de type cuirassé. ....	185
<b>Figure 7.37</b> Saturation du noyau du transformateur de type cuirassé en présence de 75 p.u. de courant continu lors de la période 26 à 29 ms. ....	186
<b>Figure 7.38</b> Saturation du noyau du transformateur de type cuirassé en présence de 75 p.u. de courant continu lors de la période 29 à 32 ms. ....	187
<b>Figure 7.39</b> Résultats des simulations utilisant des unités relatives. ....	189

**LISTE DES SYMBOLES**

$\alpha$	coefficient d'expansion linéaire
$\delta$	profondeur de pénétration (effet pelliculaire)
$\Delta l$	élément de longueur
$\Delta m$	élément de masse
$\Delta S$	élément de surface
$\Delta T$	variation de température
$\Phi$	flux magnétique
$\lambda$	pertes locales
$\mu$	perméabilité magnétique
$\rho$	résistivité
$\rho$	masse volumique
$\sigma$	conductivité électrique
$\tau$	constante de temps
$\omega$	pulsation du réseau

$\mathfrak{R}$	réductance
B	induction
c	chaleur spécifique
CCHT	courant continu à haute tension
DHT	distorsion harmonique totale
eff	efficace
EMTP	"Electromagnetic Transients Program"
f	fréquence du réseau
fmm ou F	force magnétomotrice
h	coefficient de transfert de chaleur
H	champ magnétique
I	courant
$l$	longueur
L	inductance

m	rapport de transformation
n	numéro de l'harmonique
N	nombre de tours
ONAF	circulation naturelle de l'huile et circulation forcée de l'air
p.p.m.	parties par million
p.u.	par unité (notation en unités relatives)
R	résistance
s	opérateur de Laplace
S	section
t	temps
T	température
V	tension

**LISTE DES ANNEXES**

<b>ANNEXE I</b> Mesures au laboratoire Grande puissance de l'IREQ.....	204
<b>ANNEXE II</b> Article présenté à Baltimore. ....	206
<b>ANNEXE III</b> Article en voie de présentation à St-Jean de Terre-Neuve.....	213



## **CHAPITRE I**

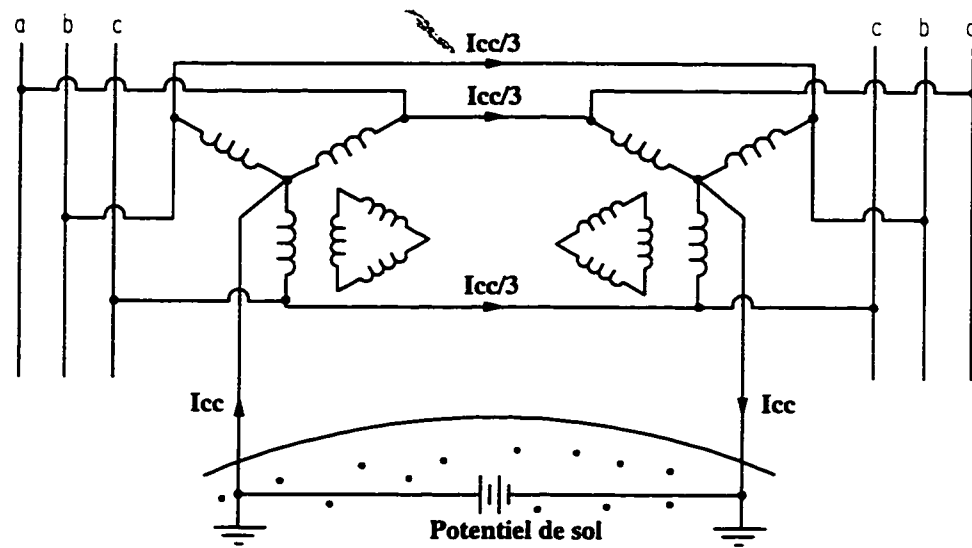
### **INTRODUCTION**

#### **1.1 Présence de courant continu dans les réseaux d'énergie électrique**

Le courant continu peut circuler dans les lignes des réseaux électriques alternatifs s'il existe une différence de potentiel continue, ou quasi continue, entre divers points de mise à la terre. En effet, si cette différence de potentiel existe, du courant continu sera généré et ne sera limité que par les résistances des lignes, des mises à la terre et des enroulements des appareils mis à la terre. Une différence de potentiel de sol peut être causée par un orage géomagnétique, ou lors de l'injection de courant continu par une électrode de terre d'un lien à courant continu.

##### **1.1.1 Les orages géomagnétiques**

Les courants d'origine géomagnétique sont causés par des éruptions solaires qui éjectent dans l'espace des particules chargées dont une partie atteint la terre et y cause des variations dans le champ magnétique terrestre. Ces variations dans le champ magnétique induisent dans la croûte terrestre des gradients de potentiel pouvant atteindre localement 2 V par kilomètre dans un sol très résistif (Langlois, 1996). Ces gradients de potentiel entraînent la circulation de courants géomagnétiques dans la croûte terrestre de fréquence 0,001 Hz jusqu'à 0,1 Hz (quasi continu). Tout réseau de transport mis à la terre en plusieurs points est alors soumis à des différences de potentiel entre ses extrémités et une partie du courant géomagnétique est dérivée dans la ligne de transport via le point neutre des transformateurs comme l'illustre schématiquement la figure 1.1



**Figure 1.1** Présence du courant quasi continu dans les transformateurs des réseaux électriques.

### 1.1.2 Les électrodes de terre

La plupart des lignes de transmission à courant continu utilisent un mode retour par le sol dans le cas d'un défaut sur un des pôles. L'injection de courant continu dans les électrodes de mise à la terre produit une élévation de potentiel de sol par rapport à la terre éloignée dont l'atténuation en fonction de la distance dépend de la résistivité du sol. Si l'on suppose que la résistivité du sol est uniforme, que la surface de la terre est horizontale et que l'électrode injecte un hémisphère de courant dans le sol, on peut écrire l'expression 1.1 (Kimbark, 1971) qui relie la différence de potentiel avec la terre éloignée ( $V$ ), la résistivité du sol ( $\rho$ ), le courant continu injecté ( $I$ ) et la distance à l'électrode ( $r$ ):

$$V = \frac{\rho I}{2\pi r} \text{ volts.} \quad 1.1$$

### **1.1.3 Les conséquences néfastes**

L'étude d'un groupe de travail IEEE publiée en 1993 (Albertson et al, 1993) confirmait que les conséquences néfastes des courants géomagnétiques, ou de façon générale des courants continus, sur les réseaux et les appareillages électriques sont multiples. On peut mentionner l'échauffement des transformateurs, l'augmentation de la puissance réactive absorbée, le déclenchement intempestif des relais de protection des appareillages électriques et l'augmentation de la distorsion de la tension du réseau de transmission.

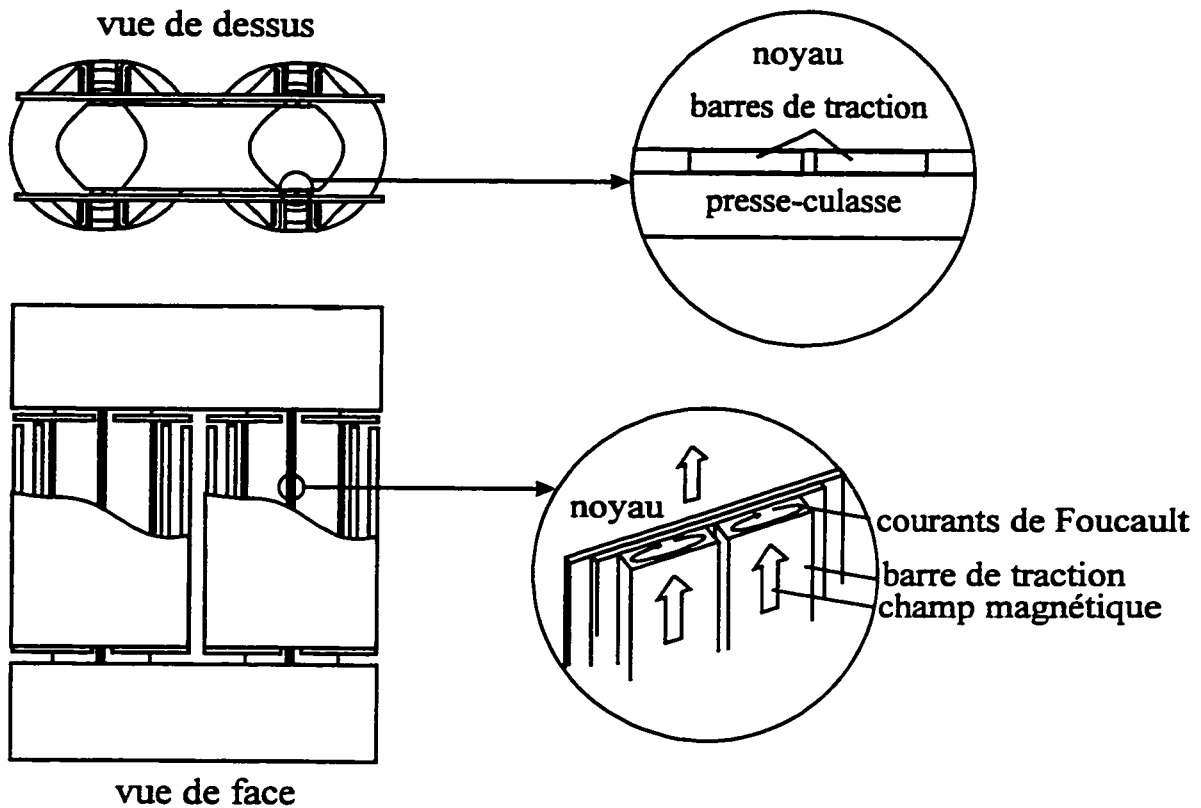
La circulation du courant continu dans les transformateurs mis à la terre aux extrémités des lignes entraîne une excitation cc en plus de l'excitation ca normale. Dépendant de la durée et de l'intensité du courant continu, ce phénomène entraîne la saturation des noyaux des transformateurs qui tirent alors du réseau un courant de magnétisation dissymétrique important contenant une forte proportion d'harmoniques pairs et impairs (Lu, Liu et Ree, 1993).

Le réseau d'Hydro-Québec a expérimenté ce phénomène le 13 mars 1989, alors qu'un orage géomagnétique a causé une panne générale du réseau d'énergie électrique (Bolduc et Aubin, 1991). La distorsion de la tension du réseau de transport, associée aux courants d'excitation des transformateurs en saturation, a provoqué le déclenchement des systèmes de protection de sept compensateurs statiques en opération ce matin-là. L'instabilité qui s'en est suivie a provoqué l'ouverture en cascade de toutes les lignes du corridor ouest reliant la Baie James à Montréal. Le délestage automatique de charge a été insuffisant pour préserver la stabilité du réseau qui s'est effondré en quelques secondes.

## 1.2 L'échauffement des transformateurs

Le courant continu qui circule dans un transformateur ajoute une composante continue à l'excitation alternative ce qui sature le noyau dans une polarité. Le flux de magnétisation du transformateur est habituellement canalisé à l'intérieur du circuit magnétique. En état de saturation toutefois, la perméabilité relative de l'acier est réduite de sorte que le flux a tendance à se libérer du noyau et à occuper tout l'espace disponible à l'intérieur des enroulements (Tay, 1993). Les transformateurs de grande puissance sont constitués de plusieurs pièces de structure permettant le support mécanique de l'importante masse du noyau et des enroulements. Des courants de Foucault importants peuvent donc être générés par suite de la présence de flux de magnétisation à l'extérieur du noyau, ce qui peut être la cause d'un échauffement localisé important. Des essais contrôlés d'injection de courant continu effectués sur des transformateurs de type à colonnes et cuirassé ont démontré que les échauffements sont localisés principalement sur les barres de traction (Kappenman, 1990; Pasco, Norton et Nilsson, 1985; Takasu, Oshi, Miyawaki, Saito et Fujiwara, 1993). Pour les transformateurs de petite puissance (100 kVA et moins), les barres de traction sont généralement des pièces cylindriques filetées aux extrémités, placées à l'extérieur des enroulements, qui s'attachent aux presse-culasse supérieur et inférieur. Dans le cas des transformateurs de grande puissance toutefois, des barres de traction de section rectangulaire sont situées à l'intérieur des enroulement, près du noyau. La barre de traction est immobilisée au deux bouts par une pression exercée par les presse-culasse, ce contact étant parfois isolé. Ces presse-culasse sont en quelque sorte des plaques d'acier permettant le serrage des tôles magnétiques au niveau des culasses supérieure et inférieure.

La figure 1.2 montre un schéma de la structure des transformateurs de type à colonnes avec une explication détaillée de la location des barres de traction et une description de la création des courants de Foucault à l'intérieur de ces barres.



**Figure 1.2** Création des courants de Foucault dans les barres de traction.

### 1.3 Les courants continus dans le réseau d'Hydro-Québec

Le réseau à courant continu d'Hydro-Québec reliant le Québec à la Nouvelle-Angleterre est composé d'environ 1500 km de ligne à  $\pm 450$  kV et de cinq postes convertisseurs pouvant transiter 2200 MW. Ces postes sont Radisson, Nicolet et Des Cantons au Québec ainsi que Comerford et Sandy Pond en Nouvelle-Angleterre. Le convertisseur du poste Radisson a été conçu en prévoyant l'injection d'un courant continu à l'électrode

de mise à la terre du Lac Duncan lors de la perte soudaine d'un des deux pôles. Comme il a été vu, l'injection d'un courant continu dans l'électrode de mise à la terre produit une élévation de potentiel du sol avoisinant. Le potentiel s'atténue à mesure que l'on s'éloigne de l'électrode. Dans toute la région de la Baie James, la résistivité du sol est très élevée, la valeur moyenne est de l'ordre de  $18\,000\ \Omega \cdot \text{m}$ . Lors des essais de mise en route du lien CCHT, il a été vérifié que 15% du courant continu injecté à l'électrode du lac Duncan empruntait le réseau principal à 735 kV, soit 11% entrant dans le réseau au poste Radisson et 4% au poste LG2 (Bolduc et al, 1995). La mise en service des condensateurs de blocage sur les lignes à 735 kV Radisson-Némiscau et sur la ligne LG2-Chissibi a réduit la proportion du courant continu injecté à Duncan circulant dans les transformateurs du poste Radisson par un facteur 3 passant de 10-12% à 3,5%. Ainsi, même si les condensateurs de blocage ont pour fonction d'empêcher le courant continu de circuler vers le sud sur les lignes à 735 kV, il y a encore circulation de courant entre le poste Radisson et les centrales LG2 et LG2A puisque ces endroits ne sont pas au même potentiel lors d'injection à l'électrode de Duncan.

Les orages géomagnétiques ont un effet similaire sur le réseau de transport à 735 kV d'Hydro-Québec. Des mesures ont démontré (Bolduc et al, 1995) que l'effet des orages géomagnétiques sur la distorsion à 120 Hz du réseau de transport peut même être plus important que dans le cas de l'opération à puissance maximale en mode retour par le sol du lien CCHT. En effet, dans le cas de l'injection maximale de 2760 A continus à l'électrode de Duncan, on peut prévoir un courant continu équivalent par phase dans les autotransformateurs de Radisson à 735 kV de 25 A, alors que ce courant peut atteindre 30 A par phase dans les transformateurs de convertisseur à 315 kV. En comparaison, le courant continu résultant d'orages géomagnétiques peut atteindre jusqu'à 100 A par

phase. Il faut noter toutefois que ces orages géomagnétiques intenses ne durent pas plus de quelques minutes comparativement à une durée pouvant aller jusqu'à 4 heures d'injection de courant continu à Duncan.

#### **1.4 Objectif du projet de recherche**

La discussion de la section précédente suggère donc la problématique reliée à l'utilisation de l'électrode de mise à la terre du poste Radisson d'Hydro-Québec. Les critères, dégagés par la compagnie, relatifs aux contraintes résultant de la circulation de courant continu concernent la sécurité du réseau, l'intégrité des équipements et la qualité de l'onde. Le respect des critères concernant le niveau de distorsion de tension à 735 kV permet d'assurer la sécurité du réseau et la qualité de l'onde délivrée au client. Les mesures de mitigation mises en place par la compagnie, c'est-à-dire l'installation de condensateurs série de blocage sur des lignes à 735 kV et la modification de certains filtres du poste convertisseur Radisson, permettent de respecter ces normes (Bolduc et al, 1995). Par ailleurs, la section 1.2 suggère que les courants continus circulant dans les transformateurs de puissance peuvent être une source d'inquiétude quant à l'intégrité des appareils. Hydro-Québec tient à s'assurer du maintien de l'intégrité de ses transformateurs lors de l'opération en mode retour par le sol du lien CCHT et ce même en période d'orage géomagnétique.

Au début des années 1980, des études théoriques effectuées à l'IREQ (Aubin et Bolduc, 1983) suggéraient que les transformateurs de puissance pouvaient fonctionner de façon permanente, sans échauffement excessif, en présence d'un courant continu pouvant atteindre 11,5 fois leur courant nominal de magnétisation. Cette conclusion a été utilisée

pour définir les limites admissibles au courant continu circulant dans les transformateurs du poste Radisson lors de l'opération en mode retour par le sol du lien CCHT. Un courant continu correspondant à la limite ainsi obtenue a circulé dans les transformateurs à plusieurs reprises sans problème apparent. Toutefois, l'impact réel sur les transformateurs n'a pu être quantifié car des thermocouples localisés à des points précis à l'intérieur des transformateurs auraient été nécessaires pour mesurer la température des points chauds. D'autre part, certaines conditions dégradées d'exploitation de l'attache RNDC (Radisson-Nicolet-Des Cantons) peuvent conduire à des courants continus plus importants dans les transformateurs.

Au cours des dernières années, les travaux réalisés à l'IREQ dans ce domaine (Picher et Bolduc, 1993) ont laissé présager que le courant continu admissible dans les transformateurs de puissance pourrait être encore plus important que ce qui avait été trouvé. Une meilleure connaissance théorique des phénomènes en jeu lorsque les transformateurs sont saturés couplée à diverses expérimentations sur de petits transformateurs (Picher et Bolduc, 1993) laissait place à beaucoup d'optimisme. L'étape ultime demeurerait toutefois la réalisation d'essais, en conditions contrôlées, sur des transformateurs de puissance à l'intérieur desquels des thermocouples auraient été préalablement disposés aux endroits les plus susceptibles de s'échauffer lors du passage d'un courant continu. L'objectif initial du projet de recherche consistait donc à déterminer de façon expérimentale sur des transformateurs de grande puissance, la limite tolérable des courants continus pouvant y circuler sans mettre en jeu leur intégrité. Le projet a ensuite été élargi de façon à analyser le comportement des transformateurs triphasés en présence de courant continu.



## **1.5 Outils de recherche disponibles**

### **1.5.1 Recherches expérimentales**

La compagnie d'électricité Hydro-Québec et le fabricant fournisseur de transformateurs ABB ont réalisé un projet conjoint d'essais d'injection de courant continu sur deux conceptions d'autotransformateur à 735 kV de type à colonnes, de puissances nominales 370 MVA et 550 MVA, devant être installés ultérieurement en réseau. Des thermocouples ont été installés par le fabricant sur le noyau et les pièces de structure les plus susceptibles de s'échauffer. Des essais de surexcitation à 1,95 tesla ont également été effectués sur les deux transformateurs. Bien que des essais d'injection de courant continu dans des transformateurs de puissance aient déjà été présentés (Pasco, 1985), des résultats d'essais sur des transformateurs d'aussi grande puissance n'ont jamais été publiés auparavant. De plus, la comparaison avec la surexcitation informe davantage sur la limite tolérable des courants continus sur l'échauffement du noyau des transformateurs. Par ailleurs, des essais de type au courant nominal et en surcharge ont été effectués sur le transformateur de 370 MVA et les températures internes ont été relevées. Ces résultats servent de base à une extrapolation quant à l'échauffement réel des transformateurs exploités à pleine charge et en présence de courant continu.

Des essais sur des transformateurs beaucoup plus petits (100 kVA) ont été réalisés et une attention particulière a été apportée à l'échauffement des barres de traction. Une comparaison de l'échauffement du transformateur avec et sans huile a fourni une meilleure compréhension du phénomène de refroidissement naturel par l'huile. De plus, un essai d'injection de courant continu a été réalisé à une température initiale de l'huile

correspondant à celle mesurée pour une exploitation à pleine charge du transformateur de 370 MVA. Finalement, des essais d'injection de courant continu dans des maquettes de transformateurs triphasés ont été réalisés dans le but de valider des modèles de simulation et de mesurer l'échauffement. Les essais ont été réalisés sur des maquettes triphasées de quelques kVA à 120 V de type à trois colonnes, à cinq colonnes et de type cuirassé.

## **1.5.2 Calculs numériques**

### **1.5.2.1 Simulation par éléments finis**

La littérature explique que les barres de traction des transformateurs de type à colonnes subissent l'échauffement localisé le plus important, ce qui semble être le paramètre décisif concernant la limite tolérable de courant continu (Kappenman, 1990; Pasco, Norton et Nilsson, 1985; Takasu, Oshi, Miyawaki, Saito et Fujiwara, 1993). Une étude plus poussée de l'échauffement de ces barres semblait donc opportune. La représentation mathématique de l'échauffement d'une pièce métallique placée à l'intérieur d'un champ magnétique et dans laquelle se créent des courants de Foucault fait appel aux équations de Maxwell. On peut trouver une expression mathématique des pertes dans une pièce en fonction de sa résistivité, de sa perméabilité magnétique, de l'amplitude et de la fréquence du champ magnétique inducteur si l'on peut simplifier la géométrie de manière à permettre la résolution analytique (Lammeraner et Stafl, 1966). Par contre, si l'on désire tenir compte du phénomène de saturation en présence de courant continu, il faut procéder par différentes méthodes d'approximations. La résolution analytique de ce genre de problème devient rapidement impossible et on doit faire appel à une résolution

numérique. Des simulations par éléments finis à l'aide du logiciel FLUX2D de la compagnie MAGSOFT ont permis de calculer les pertes (W/kg) dans une barre magnétique saturable située dans un champ magnétique semblable à celui qui est présent à l'intérieur des enroulements d'un transformateur mis en présence de courant continu. Le choix de la méthode de simulation a été basé sur la précision des résultats versus les résultats expérimentaux et la réduction du temps "ordinateur" de calcul. En effet, la méthode de calcul choisie a été validée correctement par des résultats expérimentaux. Par ailleurs, dans le but de réduire le temps de calcul, la géométrie est simplifiée, le principe de symétrie est utilisé et la simulation à deux dimensions est préférée à la simulation à trois dimensions qui nécessite un plus grand nombre de mailles pour atteindre le même résultat.

#### **1.5.2.2 Simulation des circuits électriques non linéaires**

L'analyse du comportement des transformateurs triphasés en présence de courant continu a été faite en utilisant des modèles basés sur leur circuit magnétique. Ces modèles ont ensuite été transformés en utilisant le principe de dualité. Le logiciel de simulation EMTP a été utilisé pour simuler les modèles non linéaires représentant les transformateurs monophasés et triphasés en présence de courant continu. Cette méthode permet de simuler le circuit magnétique des transformateurs en saturation et le résultat des calculs est le courant de magnétisation du transformateur qui peut facilement être validé par des mesures expérimentales. Cette méthode, quoique plus ancienne que les éléments finis, permet d'obtenir plus rapidement des résultats vérifiables contrairement à la méthode de calcul par éléments finis qui demande plus de temps pour la création du modèle et la validation des résultats.

## **1.6 Grandes lignes de la thèse**

La discussion du chapitre I présente les justifications des recherches effectuées, les objectifs du projet et les outils de recherche disponibles. Le chapitre II explique le comportement général des transformateurs en présence de courant continu (équilibre de saturation et harmoniques générés). Le chapitre III présente la méthode d'injection de courant continu utilisée. Le chapitre IV présente les résultats d'échauffement des transformateurs de grande puissance en présence de courant continu, en surexcitation et en surcharge. Les chapitres V et VI traitent des résultats des essais effectués sur des transformateurs de 100 kVA et présentent les résultats des simulations par éléments finis. Le chapitre VII présente une analyse comparative de l'échauffement des transformateurs triphasés. Une conclusion sur la limite tolérable de courant continu termine la thèse.

## **1.7 Contributions de la thèse**

Les contributions suivantes sont, à la meilleure connaissance de l'auteur, originales au domaine de recherche.

- Analyse de résultats d'essais d'injection de courant continu dans des transformateurs de 370 et de 550 MVA.

Des essais d'injection de courant continu dans des transformateurs ont déjà été réalisés par d'autres chercheurs (Kappenman, 1990; Pasco, Norton et Nilsson, 1985; Takasu, Oshi, Miyawaki, Saito et Fujiwara, 1993) mais jamais sur des transformateurs d'aussi grande puissance.

- Comparaison de l'échauffement de transformateurs de très grande puissance en surexcitation et en présence de courant continu.

La comparaison avec la surexcitation est une façon expérimentale originale d'évaluer l'échauffement du noyau des transformateurs en présence de courant continu.

- Développement et validation d'une méthode de calcul des pertes dans les barres de traction des transformateurs en présence de courant continu.

L'évaluation expérimentale des pertes dans les barres de traction a déjà été réalisée avant cette recherche (Pasco, Norton et Nilsson, 1985) mais aucune méthode de calcul de ces pertes n'existait.

- Développement de modèles de réluctances basés sur le principe de dualité pour l'analyse de la saturation des transformateurs en présence de courant continu.

Des modèles de réluctances ont déjà été développée (Arturi, 1991; Walling et Khan, 1991). L'analyse de ces modèles dans le but de comparer la saturation des transformateurs monophasés et triphasés en présence de courant continu est originale.

- Calcul du champ magnétique crête à l'intérieur des enroulements des transformateurs triphasés en présence de courant continu.

Cette contribution est obtenue suite à l'utilisation de la méthode de dualité.

## **CHAPITRE II**

### **PRINCIPE DE SATURATION DES TRANSFORMATEURS**

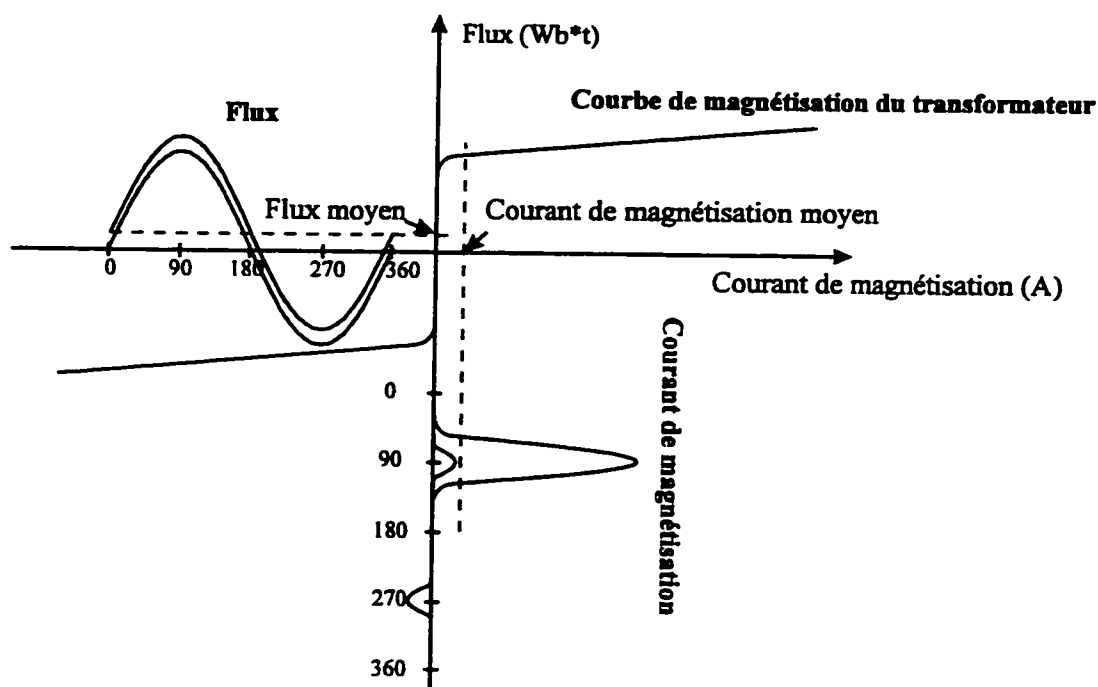
#### **2.1 Introduction**

Le chapitre II traite du principe de la saturation des transformateurs de puissance mis en présence de courant continu. La section 2.2 présente l'équilibre de saturation du transformateur en présence de courant continu. On y présente schématiquement la courbe de magnétisation du transformateur, la polarisation du flux et le courant de magnétisation déformé qui en est la conséquence. Ce courant de magnétisation déformé peut être décomposé en série de Fourier pour en trouver les composants harmoniques. Des équations de calcul des coefficients de Fourier existent et la section 2.3 en fait état.

#### **2.2 Équilibre de saturation**

Supposons un autotransformateur monophasé à 735 kV du réseau d'Hydro-Québec fonctionnant normalement sans polarisation par courant continu. Lors d'une perturbation géomagnétique, une tension quasi continue s'applique aux bornes de son enroulement principal relié à la terre. Parce que le flux est l'intégrale de la tension appliquée, le flux est sinusoïdal et proportionnel à la tension alternative, en retard de 90 degrés, additionné d'une composante continue croissante. La valeur moyenne du flux augmente jusqu'à ce que la valeur crête atteigne le genou de saturation de l'autotransformateur qui se met alors à tirer du réseau un courant sous forme d'impulsions (ou de portions de sinusoïde) survenant dans une seule alternance du cycle. Ce courant pulsé possède une composante continue, un fondamental et une forte proportion d'harmoniques pairs et impairs. La chute de potentiel provoquée par le courant continu circulant dans la résistance série du

système contribue à réduire la tension continue appliquée à l'enroulement de l'autotransformateur. La composante continue du flux augmente à une vitesse décroissante jusqu'à ce que la chute de tension dans la résistance série atteigne la valeur totale du gradient de potentiel de sol. Alors, il n'y a plus de tension continue appliquée à l'inductance de magnétisation de l'autotransformateur. Quand cet équilibre de tension continue est atteint, la composante continue du flux se stabilise et la saturation dans une polarité demeure tant que la source de tension continue est appliquée. La valeur de la tension de sol divisée par la résistance totale égale le courant géomagnétique. Le flux moyen de l'autotransformateur s'ajuste de manière à permettre la circulation de ce courant quasi continu (Walling et Khan, 1991). La figure 2.1 illustre le courant de magnétisation résultant de la saturation par un courant continu. Elle illustre la courbe de magnétisation du transformateur, la courbe du flux et la forme du courant magnétisant pour les cas avec et sans courant continu. On remarque que le courant magnétisant se trace point par point à partir de la courbe du flux et de la relation non linéaire de la courbe de saturation. Pour bien faire la correspondance entre le niveau de saturation et le courant continu, il faut faire le raisonnement suivant: pour un niveau de saturation donné, on peut tracer la forme du courant magnétisant et en calculer la valeur moyenne. Cette valeur moyenne sera égale au courant continu qu'il faut injecter si l'on veut établir le niveau de saturation donné (Harder, 1930). Dans le cas des transformateurs triphasés (chapitre VII), le même comportement s'applique pour chaque branche du noyau constituant le circuit magnétique. Toutefois, comme les trois phases font parties d'un même circuit magnétique, la polarisation du flux dans les trois phases n'est pas identique à cause de l'interaction magnétique entre les phases. Par contre, la valeur moyenne du courant de magnétisation des trois phases est toujours égale au courant continu injecté.

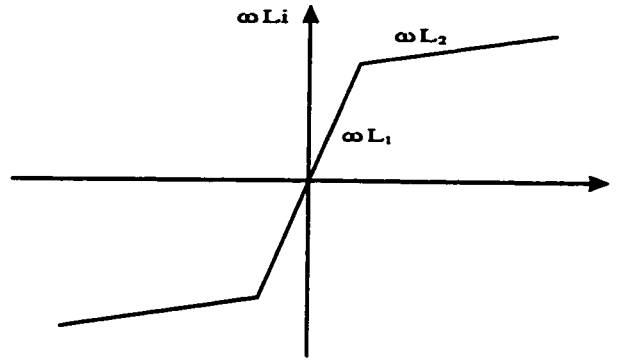


**Figure 2.1** Courant de magnétisation résultant de la saturation par un courant continu.

### 2.3 Harmoniques générés par un transformateur saturé par courant continu

On remarque donc à partir de la figure 2.1 que le courant de magnétisation d'un transformateur monophasé saturé par du courant continu est dissymétrique, ce qui signifie que sa composition harmonique comporte des harmoniques pairs en plus des harmoniques impairs (Lu, Liu et Ree, 1993). Par ailleurs, le flux de magnétisation du transformateur est relié au courant par une relation non linéaire due à la saturation du noyau magnétique. Les aciers modernes ont un genou de saturation très abrupt de sorte que l'on peut faire l'approximation de la relation non linéaire par deux segments de droite comme illustré à la figure 2.2 (Bolduc et Aubin, 1978).





**Figure 2.2** Représentation simplifiée de la courbe de magnétisation.

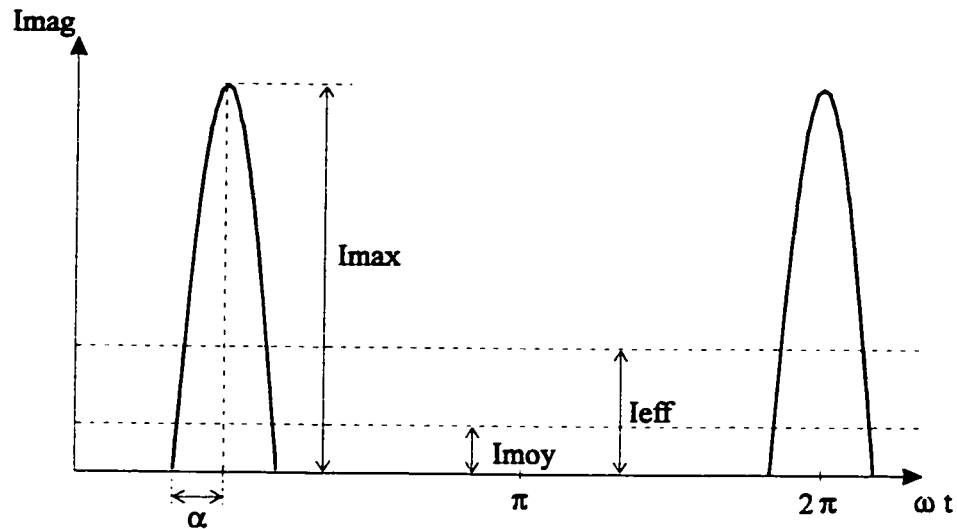
La pente  $\omega L_1$  est tellement importante pour les aciers modernes qu'elle peut être considérée comme infinie. La pente  $\omega L_2$  pour sa part représente la tangente à la courbe de saturation réelle au point où le courant est le double du courant de magnétisation moyen. Cette représentation simplifiée permet le développement de formules de calcul des harmoniques générés en fonction du courant continu circulant dans le transformateur. Ces formules de calcul proviennent d'une étude de Bolduc et Aubin (Bolduc et Aubin, 1978). Les formules 2.1 à 2.4 seront utiles au chapitre VI pour reproduire lors des simulations le courant de magnétisation des transformateurs. La figure 2.3 illustre la signification des variables incluses dans ces formules.

$$\frac{I_{\max}}{I_{\text{moy}}} = \frac{\pi(1 - \cos \alpha)}{\sin \alpha - \alpha \cos \alpha} \quad 2.1$$

$$\frac{I_1}{I_{\text{moy}}} = \frac{\alpha - \sin \alpha \cos \alpha}{\sin \alpha - \alpha \cos \alpha} \quad 2.2$$

$$\frac{I_n}{I_{\text{moy}}} = \frac{2}{(n^2 - 1)} \left( \frac{\cos \alpha \sin n\alpha}{n} - \sin \alpha \cos n\alpha \right) \frac{1}{\sin \alpha - \alpha \cos \alpha} \quad 2.3$$

$$\frac{I_{\text{eff}}}{I_{\text{moy}}} = \frac{\pi \left[ (\alpha + 2\alpha \cos^2 \alpha - 3 \sin \alpha \cos \alpha) / 2\pi \right]^{\frac{1}{2}}}{\sin \alpha - \alpha \cos \alpha} \quad 2.4$$



**Figure 2.3** Représentation des variables de calcul du courant de magnétisation.

## 2.4 Conclusion

En résumé, le courant continu crée la saturation du circuit magnétique des transformateurs monophasés. Cette saturation est déterminée selon la courbe de magnétisation du transformateur. Le courant de magnétisation déformé résultant de la saturation du circuit magnétique possède une valeur moyenne égale au courant continu qui doit circuler dans le transformateur. Ce courant continu n'est limité que par la valeur de la résistance de l'enroulement et du circuit avoisinant (ligne, mise à la terre, etc.). Le courant de magnétisation déformé peut être décomposé en série de Fourier et des équations existent pour en calculer les coefficients.

## **CHAPITRE III**

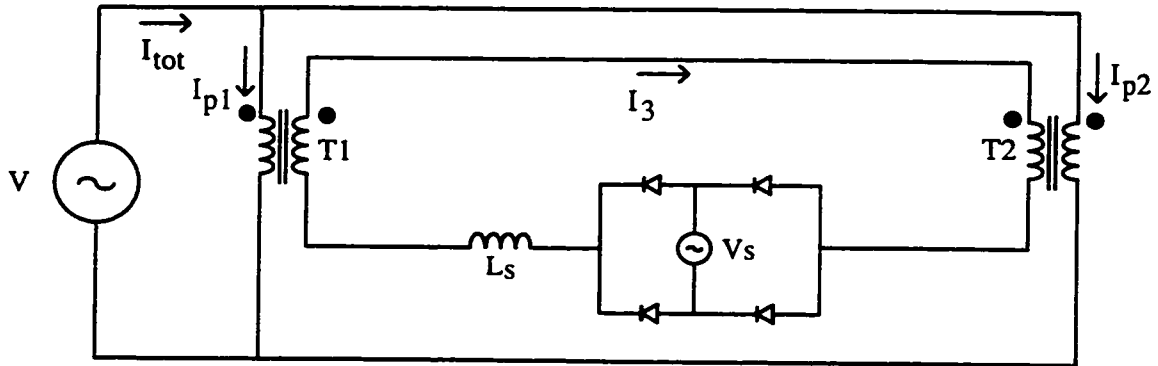
### **MÉTHODE D'ESSAIS D'INJECTION DE COURANT CONTINU**

#### **3.1 Introduction**

Un bon nombre des résultats de la recherche actuelle sont le fruit d'essais expérimentaux d'injection de courant continu dans les transformateurs monophasés. Le chapitre III présente la façon utilisée pour injecter simultanément le courant continu à l'intérieur de deux transformateurs monophasés. On présente d'abord le circuit d'essais qui permet l'annulation des harmoniques pairs réalisée par la connexion choisie des enroulements des transformateurs (section 3.2). On développe ensuite des équations permettant le calcul de la propagation des harmoniques générés par les transformateurs à l'intérieur du circuit d'essais et vers la source de tension alternative (section 3.3). On présente finalement les formes d'ondes associées au circuit d'essais choisi (section 3.4).

#### **3.2 Circuit d'essais d'injection de courant continu dans deux transformateurs**

La figure 3.1 illustre le schéma simplifié du circuit permettant l'injection de courant continu. Sur cette figure, on remarque que le courant continu est injecté par le secondaire (ou le tertiaire) des transformateurs qui sont alimentés en parallèle du côté primaire. Le courant continu polarise le flux des transformateurs de sorte que le courant de magnétisation devient alors une impulsion dans le sens de polarisation du flux. Étant donné que la polarisation du flux n'est pas dans le même sens pour les deux transformateurs (voir signes de polarité), le courant qui est tiré de la source est pratiquement symétrique, avec une impulsion positive et une impulsion négative, à 180 degrés électriques d'intervalle.



**Figure 3.1** Schéma simplifié du circuit d'essai d'injection de courant continu.

Le courant de source est composé de la somme des harmoniques des courants de magnétisation des deux transformateurs. La topologie du circuit fait en sorte que les harmoniques pairs des courants de magnétisation se soustraient alors que les harmoniques impairs s'additionnent. En effet, on peut exprimer les courants de magnétisation des transformateurs par leur série de Fourier sous forme cosinusoidale (Bouchard et Olivier, 1996):

$$I_{\text{mag}1}(t) = - \sum_{n=1}^N I_n \cos n\omega t, \quad 3.1$$

$$I_{\text{mag}2}(t) = \sum_{n=1}^N I_n \cos n(\omega t - \pi). \quad 3.2$$

Ces expressions tiennent compte de l'orientation positive et négative des impulsions en plus du décalage entre celles-ci. Le courant total est la somme des courants primaires des deux transformateurs et on l'exprime comme suit:

$$I_{\text{tot}}(t) = \sum_{n=1}^N [-I_n \cos n\omega t + I_n \cos(n\omega t - n\pi)]. \quad 3.3$$

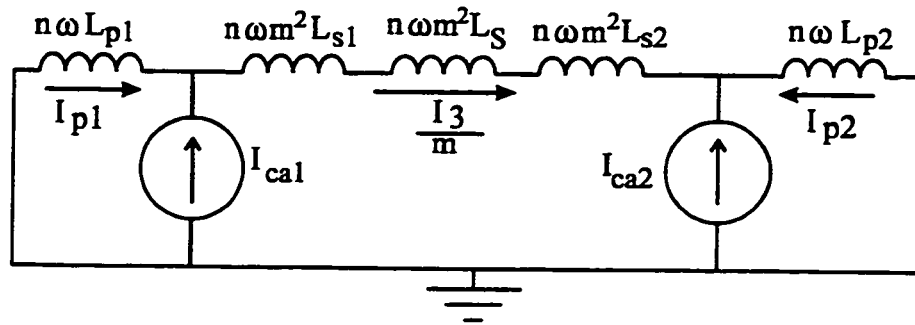
- Si  $n$  est pair,  $n\pi$  est multiple de  $2\pi$ . On peut alors éliminer  $n\pi$  de l'argument du deuxième cosinus de sorte que l'expression s'annule. Les harmoniques pairs se soustraient.
- Si  $n$  est impair,  $n\pi$  est de la série  $(2i-1)\pi$  avec  $i$  entier positif. Ce terme de l'argument d'un cosinus peut être éliminé en inversant le signe du cosinus. Les harmoniques impairs s'additionnent.

En général toutefois, les coefficients de Fourier du courant de magnétisation ne sont pas identiques d'un transformateur à l'autre. Ainsi, l'annulation des harmoniques pairs ne se fait que partiellement.

### 3.3 Distribution des harmoniques de courant

L'inductance de lissage insérée dans la boucle reliant les secondaires des transformateurs permet de réduire les ondulations du courant continu injecté. Les ondulations du courant continu dues à la forme de la tension redressée par le pont de diodes sont pratiquement inexistantes pour les transformateurs de puissance 100 kVA et plus car la réactance à 60 Hz de l'inductance de fuite de ces transformateurs est de beaucoup supérieure à la résistance des enroulements. Une autre source d'ondulation du courant continu provient de la saturation des transformateurs et de la génération de courants harmoniques. En état de saturation par courant continu, l'inductance de magnétisation du transformateur devient génératrice de courants harmoniques. Ce modèle de représentation du phénomène de saturation permet de déterminer la distribution des harmoniques de courant dans le circuit et, de façon générale, à l'intérieur d'un réseau d'énergie électrique.

Si l'on remplace les transformateurs de la figure 3.1 par leur modèle équivalent et que l'on ramène tous les éléments côté primaire (rapport de transformation  $m$ ), on obtient le circuit équivalent de la figure 3.2. Sur la figure, les inductances de magnétisation des transformateurs sont remplacées par des sources de courant. Par ailleurs, pour ne tenir compte que des sources de courants harmoniques, la méthode de superposition est appliquée de sorte que les sources de tension alternatives sont court-circuitées.



**Figure 3.2** Circuit équivalent pour l'étude de la distribution des courants harmoniques.

Les courants harmoniques générés par les deux transformateurs se divisent entre le primaire et le secondaire en fonction des impédances vues par les inductances de magnétisation. Par la loi des noeuds de Kirchhoff, on peut écrire:

$$\frac{I_3}{m}(t) = K_1 I_{ca1}(t) - K_2 I_{ca2}(t),$$

$$K_1 = \left( \frac{n\omega L_{p1}}{n\omega m^2 L_{s1} + n\omega m^2 L_S + n\omega m^2 L_{s2} + n\omega L_{p1} + n\omega L_{p2}} \right),$$

$$K_2 = \left( \frac{n\omega L_{p2}}{n\omega m^2 L_{s1} + n\omega m^2 L_S + n\omega m^2 L_{s2} + n\omega L_{p1} + n\omega L_{p2}} \right).$$
3.4

On remarque que les expressions " $n\omega$ " au numérateur et au dénominateur des formules pour  $K_1$  et  $K_2$  se simplifient de sorte que ces facteurs sont indépendants de la fréquence. Les expressions 3.4 représentent la partie alternative du courant  $I_3$ . Le signe moins devant le deuxième terme de l'expression précédente vient de la convention du sens du courant de secondaire comme illustré sur la figure 3.2. Ainsi, des expressions 3.4 on remarque que l'inductance de lissage ajoutée dans la boucle des secondaires réduit le courant alternatif qui y circule ( $L_S$  au dénominateur des facteurs  $K_1$  et  $K_2$ ). Pour des raisons pratiques, on voudra limiter la valeur efficace de ce courant et c'est pourquoi l'inductance de lissage représente un élément important du circuit. Les résultats expérimentaux ont démontré que le courant  $I_3$  est effectivement composé d'une partie des courants de magnétisation des deux transformateurs.

À partir du schéma de la figure 3.2, on peut écrire les expressions 3.5 et 3.6 du courant primaire des deux transformateurs en fonction des harmoniques de courant générés par les inductances de magnétisation.

$$I_{p1}(t) = -(1 - K_1)I_{ca1}(t) - K_2I_{ca2}(t) \quad 3.5$$

$$I_{p2}(t) = -(1 - K_2)I_{ca2}(t) - K_1I_{ca1}(t) \quad 3.6$$

Ainsi, une partie ( $K_2$ ) du courant alternatif de magnétisation du deuxième transformateur ( $I_{ca2}$ ) se retrouve dans le courant primaire du premier transformateur ( $I_{p1}$ ). De même, une partie ( $K_1$ ) du courant alternatif de magnétisation du premier transformateur ( $I_{ca1}$ ) se retrouve dans le courant primaire du deuxième transformateur ( $I_{p2}$ ). Ce comportement a effectivement été retrouvé en pratique.

### 3.4 Formes d'ondes associées au circuit d'essai d'injection de courant continu

La figure 3.3 présente consécutivement les courants  $I_{\text{tot}}$ ,  $I_{p1}$ ,  $I_{p2}$  et  $I_3$  de la figure 3.1. On remarque que le courant total ( $I_{\text{tot}}$ ) est bien la somme des courants primaires des deux transformateurs ( $I_{p1}$  et  $I_{p2}$ ). Le courant total ainsi formé est symétrique si les transformateurs sous essais sont identiques. Le courant  $I_3$  est formé d'une série d'impulsions positives d'égale amplitude. Pour des transformateurs d'impédance différente, les coefficients  $K_1$  et  $K_2$  de l'expression 3.1 ne sont plus identiques ce qui implique que les impulsions deviennent d'amplitudes inégales. Lors des essais sur les transformateurs de 370 MVA et de 550 MVA, l'un des transformateurs avait une impédance primaire à tertiaire de 50% (370 MVA) et l'autre avait une impédance primaire à tertiaire de 32% (550 MVA). Les formes d'ondes mesurées au laboratoire sont présentées au chapitre IV. La valeur moyenne du courant  $I_3$  est égale à la valeur de courant continu injecté. Les courants primaires des transformateurs ont une valeur moyenne nulle parce que le courant continu n'est pas transformé côté primaire en régime permanent (valeur cc du courant  $I_3$ ). On remarque sur les formes d'ondes des courants  $I_{p1}$  et  $I_{p2}$  que le courant d'un transformateur est composé d'une impulsion associée à son inductance de magnétisation et d'une autre de plus faible amplitude et de sens opposé qui est associée à la saturation de l'autre transformateur (expressions 3.5 et 3.6). L'impulsion associée à la saturation de l'autre transformateur est présente dans le courant  $I_3$  au rapport de transformation près. La superposition des courants avec la tension de source permet de constater la saturation successive des transformateurs dans des polarités opposées étant donné le sens de circulation du courant continu. La crête de courant magnétisant est en retard de 90 degrés sur la crête de tension démontrant le caractère inductif du courant de magnétisation. Par ailleurs, sachant que le courant des



secondaires illustré à la figure 3.3 est formé d'un courant moyen ( $mI_{\text{moy}}$ ) additionné de la composante alternative de l'expression 3.4, on peut écrire l'expression 3.7 du courant  $I_{\text{base}}$  comme illustré sur la figure.

$$I_{\text{base}} = (1 - K_1 - K_2)mI_{\text{moy}} \quad 3.7$$

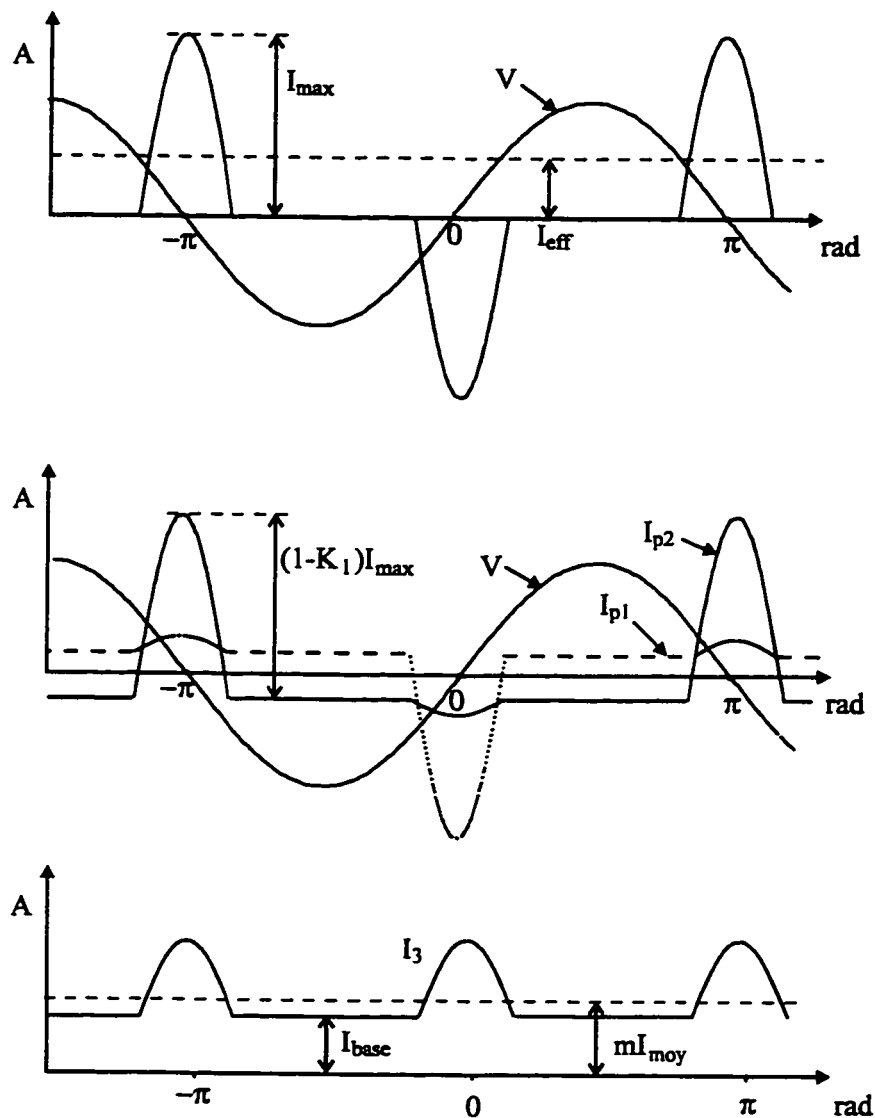


Figure 3.3 Formes d'ondes associées au circuit d'injection de courant continu.

### 3.5 Conclusion

Le circuit d'essais choisi permet de soumettre simultanément deux transformateurs à la présence de courant continu. La connexion en série inverse des enroulements qui portent le courant continu permet l'annulation des harmoniques pairs dans le courant total alternatif tiré de la source ca. Cette annulation n'est toutefois que partielle si les transformateurs ne sont pas identiques. L'inductance de lissage placée en série avec le pont monophasé de la source de courant continu permet de limiter des ondulations du courant continu. Ces ondulations sont causées par la saturation successive des transformateurs qui génèrent des harmoniques dont la circulation est partiellement bloquée par la réactance de l'inductance. Des équations rigoureuses permettent la démonstration formelle de ce phénomène.

## **CHAPITRE IV**

### **ESSAIS SUR DES TRANSFORMATEURS DE 370 ET DE 550 MVA**

#### **4.1 Introduction**

De manière à quantifier les échauffements engendrés par la circulation de courant continu dans les transformateurs de grande puissance, des essais d'injection de courant continu dans des transformateurs à 735 kV ont été tenus au laboratoire Grande puissance de l'TREQ. La méthode d'injection de courant continu présentée au chapitre III a été utilisée pour ces essais. Ainsi, deux transformateurs ont été soumis simultanément à la présence de courant continu, un transformateur de puissance nominale 370 MVA et un autre de puissance 550 MVA.

Au chapitre IV, on présente les caractéristiques des transformateurs sous essais (section 4.1), la localisation des thermocouples à l'intérieur des transformateurs (section 4.2) ainsi que les différentes conditions d'essais (section 4.3). Ensuite, on présente les mesures de l'échauffement des transformateurs essayés en présence de courant continu, en surexcitation et en charge (section 4.4). On analyse ensuite les courbes d'échauffement du noyau et des principales pièces de structure (section 4.5), avec une attention spéciale portée à l'échauffement des barres de traction (section 4.6) et à l'analyse des gaz dissous (section 4.7). On présente ensuite les détails concernant la réalisation pratique du circuit d'essais (section 4.8) et de la source de courant continu capable de générer 3000 A de courant continu (section 4.9). Ensuite, une étude des harmoniques générés par les transformateurs est présentée (section 4.10). Les mesures des courants effectuées au laboratoire y sont analysées en détails par la reconstitution des signaux à l'aide des série

de Fourier. Une évaluation expérimentale de la propagation des harmoniques dans le circuit est également présentée. De plus, les équations de calcul des harmoniques du courant de magnétisation des transformateurs sont validées par la comparaison avec les résultats expérimentaux obtenus au laboratoire. Finalement, un bilan des pertes des transformateurs en présence de courant continu est présenté (section 4.11). On y dresse une liste des pertes dans les transformateurs et on traite de la variation de ces pertes en fonction du niveau de courant continu.

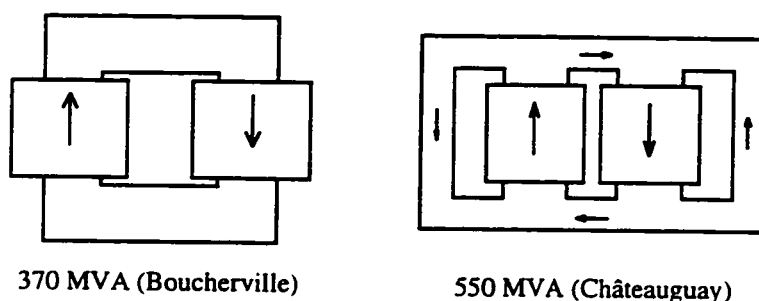
#### 4.2 Caractéristiques des transformateurs sous essais

Les autotransformateurs utilisés sont de marque ABB, l'autotransformateur de 370 MVA devant être installé au poste Boucherville et l'autotransformateur de 550 MVA au poste Châteauguay. Le tableau 4.1 regroupe les informations concernant les enroulements primaire, secondaire et tertiaire des autotransformateurs.

**Tableau 4.1** Description des autotransformateurs utilisés pour les essais.

<b>Description de l'autotransformateur de puissance nominale 370 MVA</b>			
Bornes	Puissance (MVA)	Tension (kV)	Courant (A)
H1	370	$735/\sqrt{3}$	872
X1	370	$230/\sqrt{3}$	2786
Y1,Y2	37	12,5	2960
<b>Description de l'autotransformateur de puissance nominale 550 MVA</b>			
Bornes	Puissance (MVA)	Tension (kV)	Courant (A)
H1	550	$700/\sqrt{3}$	1361
X1	550	$300/\sqrt{3}$	3175
Y1,Y2	36	11,9	3025

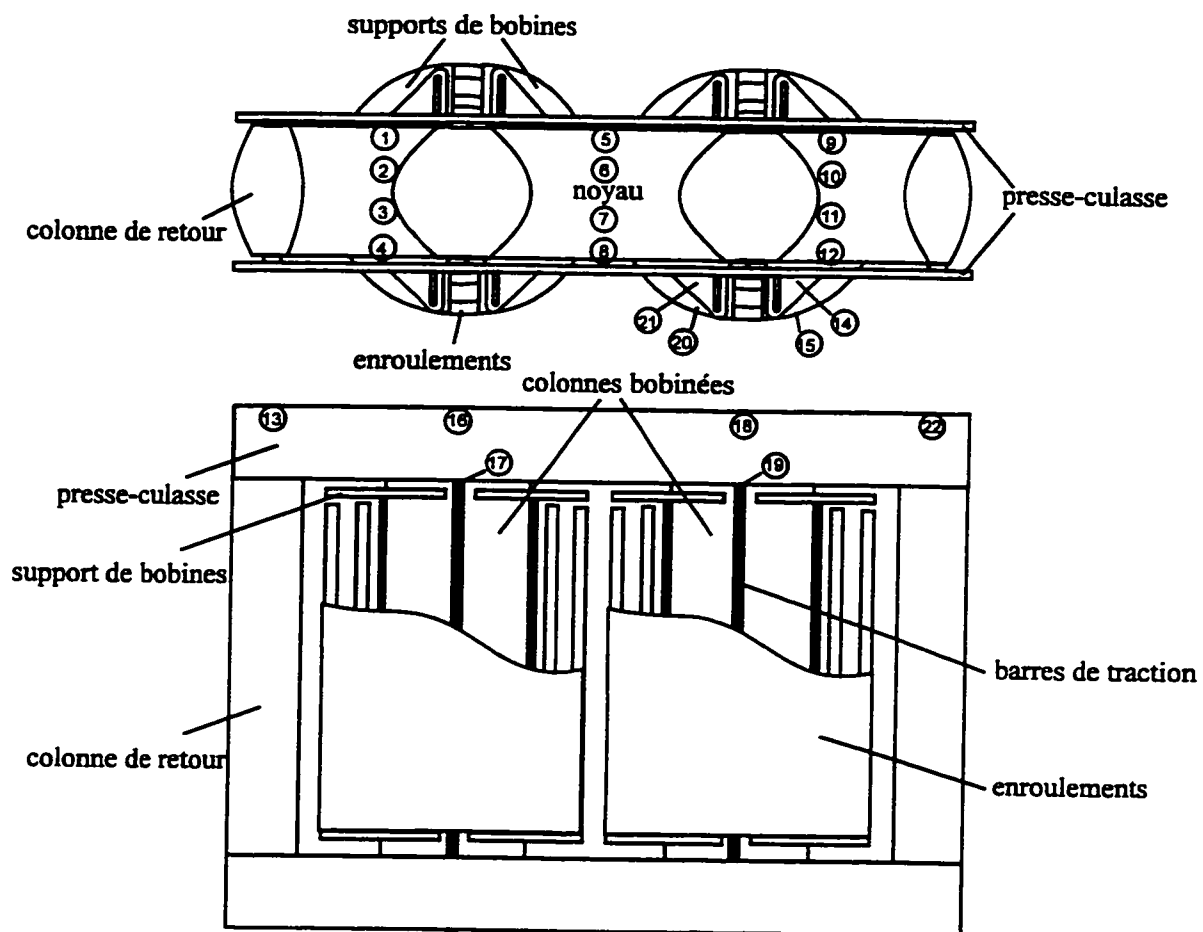
Le transformateur de 370 MVA est de type à colonnes et il opère à un niveau d'induction de  $1,655 \text{ T}$  à  $735/\sqrt{3} \text{ kV}$ . Il possède 1425 tours sur l'enroulement primaire en série avec l'enroulement secondaire et 42 tours sur l'enroulement tertiaire. Il est composé d'un noyau à deux colonnes bobinées. Le transformateur de 550 MVA, de type à colonnes également, opère au niveau d'induction  $1,8 \text{ T}$  à  $735/\sqrt{3} \text{ kV}$  et son enroulement principal est constitué de 1050 tours, son enroulement tertiaire possède 31 tours. Il possède un noyau à quatre colonnes, deux colonnes sont bobinées et deux colonnes servent au retour du flux. La figure 4.1 illustre les noyaux des transformateurs ABB utilisés ainsi que la direction des lignes de flux en fonctionnement normal.



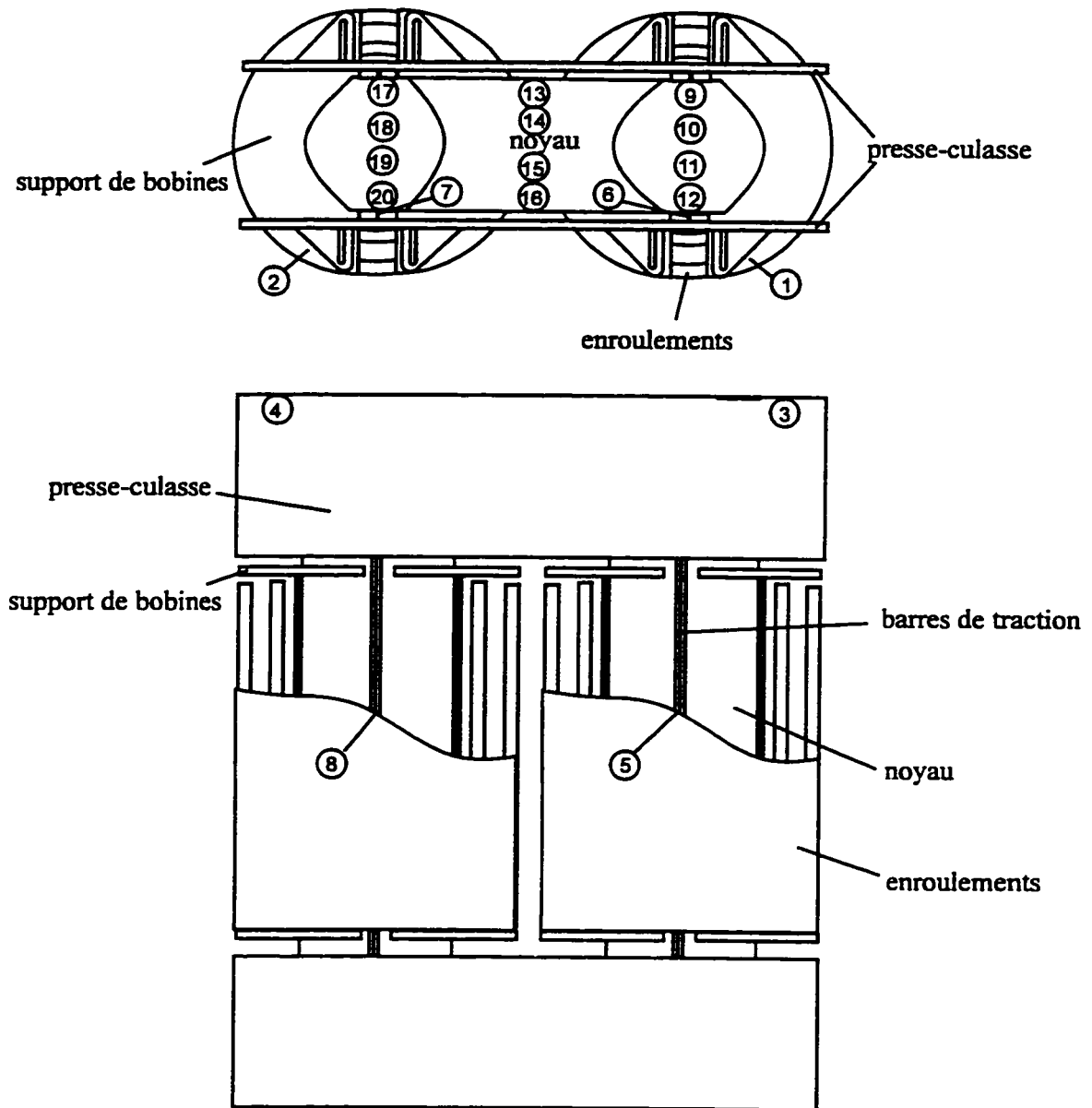
**Figure 4.1** Structure du noyau des transformateurs utilisés lors des essais.

### 4.3 Localisation des thermocouples installés sur les transformateurs

Les figures 4.2 et 4.3 illustrent la localisation des thermocouples sur le noyau et les principales pièces de structure pouvant être susceptibles de porter des courants de Foucault. Plusieurs thermocouples ont été installés de façon symétrique pour s'assurer d'avoir une lecture valide en cas de défaut de thermocouple.



**Figure 4.2** Schéma général du transformateur de 550 MVA et localisation des 22 thermocouples. Haut: vue de dessus; Bas: vue de face.



**Figure 4.3** Schéma général du transformateur de 370 MVA et localisation des 20 thermocouples. Haut: vue de dessus; Bas: vue de face.

#### 4.4 Conditions d'essais

En pratique, un courant continu de l'ordre de 25 ampères peut circuler pendant plusieurs heures dans un transformateur mis à la terre près d'une électrode en fonction lors d'une opération en retour par le sol d'un lien à courant continu. Lors de forts orages géomagnétiques, des courants quasi continus plus grands encore (Bolduc et al, 1995), mais de durée limitée à l'ordre de la minute, pénètrent dans le réseau aux mêmes postes.

Pour soumettre les transformateurs à des conditions représentatives du réseau, il a été choisi de les soumettre à une série d'injections de courants continus correspondant à des injections par le neutre de 12,5 A, 25 A, 50 A et 75 A et ceci pendant une heure dans chacun des cas. Comme le montre le circuit d'essais présenté précédemment, le courant continu a été injecté du côté des tertiaires de sorte que le courant injecté est multiplié par le rapport de transformation ce qui demande donc une injection de 425, 850, 1700 et 2550 A de courant continu côté tertiaire.

Des essais en surexcitation ont été également effectués. L'induction du transformateur de 370 MVA a été élevée à 1,95 tesla et celle du transformateur de 550 MVA a été élevée à 1,93 tesla. Les inductions de surexcitation précédentes se traduisent en p.u. de la tension nominale des transformateurs. La tension appliquée sur les transformateurs était de 1,18 p.u. pour le transformateur de 370 MVA et de 1,125 p.u. pour le transformateur de 550 MVA.



#### **4.5 Échauffement des composantes**

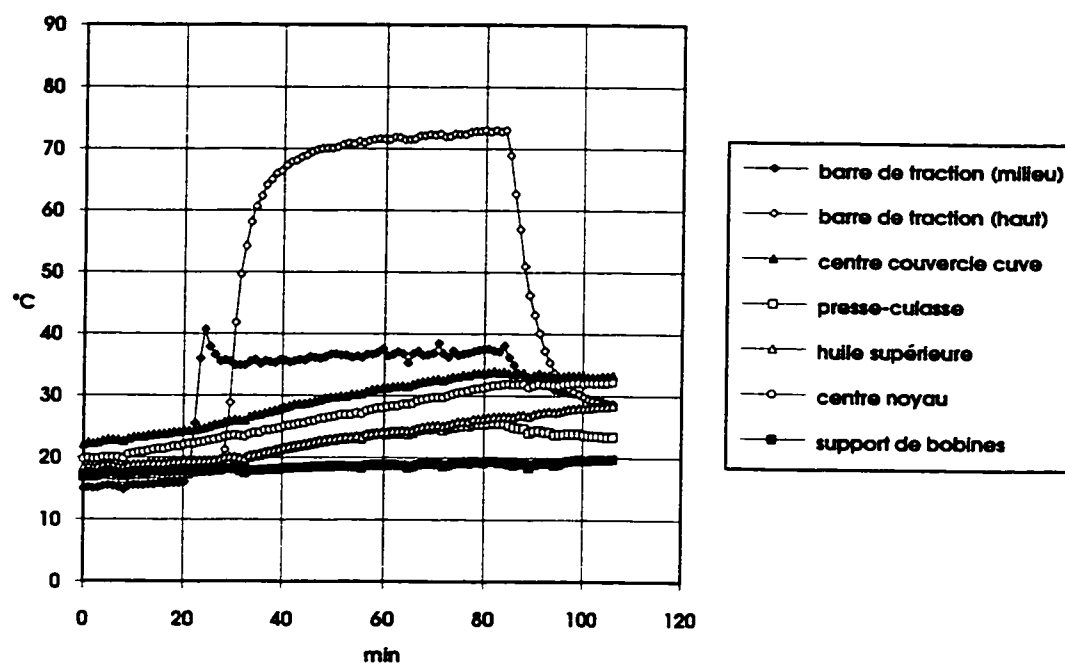
Les températures mesurées par des thermocouples installés à l'intérieur des transformateurs de 370 MVA et de 550 MVA ont été relevées durant les essais d'injection de courant continu, lors d'essais en surexcitation et lors d'essais d'échauffement en court-circuit. Les essais de surexcitation et d'injection de courant continu se sont effectués sans aucun radiateur pour évacuer la chaleur. Les essais d'échauffement ont été réalisés avec les radiateurs et les ventilateurs (régime ONAF).

Cette section présente les enregistrements de la température interne des transformateurs pour les essais d'injection de courant continu, les essais en surexcitation et les essais d'échauffement. La section 4.6 fait l'analyse des courbes d'échauffement mesurées.

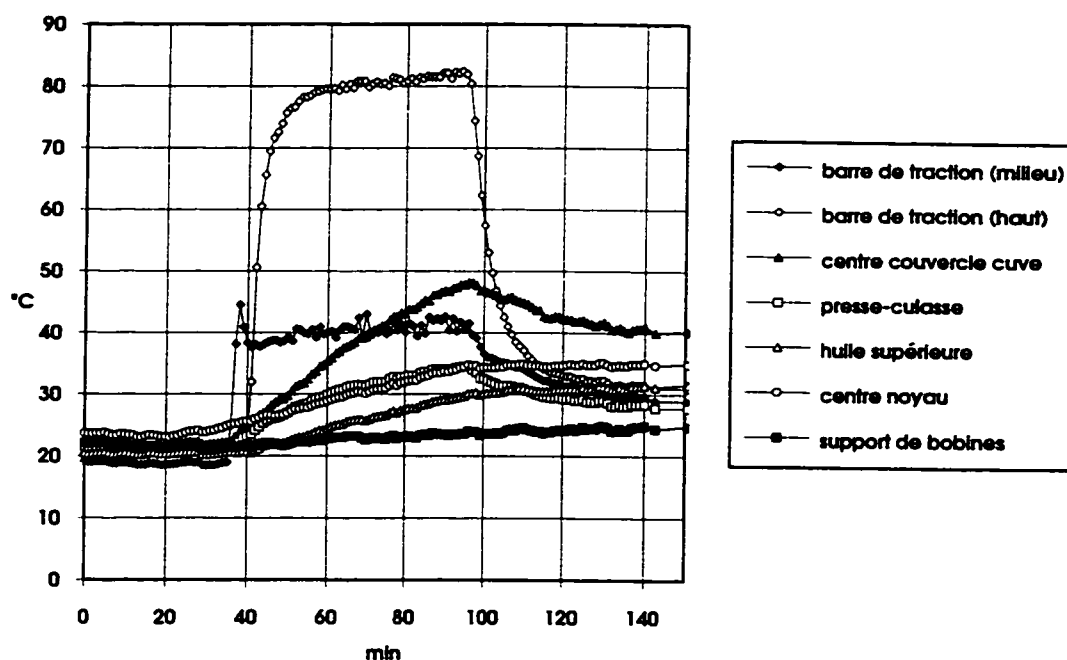
##### **4.5.1 Essais d'injection de courant continu**

Les essais d'injection de courant continu ont été effectués sur une période d'une heure pour chaque niveau de courant continu. La plus longue séquence d'essais a été de trois heures: une heure avec seulement le pont de diodes en circuit, une heure avec 12,5 A de courant continu injecté et finalement une heure avec 75 A de courant continu injecté. Étant donné que les rapports de transformation entre le primaire et le tertiaire des autotransformateurs ne sont pas identiques, un courant continu correspondant à environ 0,5 A du côté haute tension circule dans les transformateurs parce que le courant alternatif résultant de la différence de tension des tertiaires est redressé par le seul pont de diodes en circuit. La température interne des transformateurs était stabilisée à la température ambiante avant chaque essai. Les figures 4.4, 4.5 et 4.6 illustrent les courbes d'échauffement du transformateur de 370 MVA. Les figures indiquent la

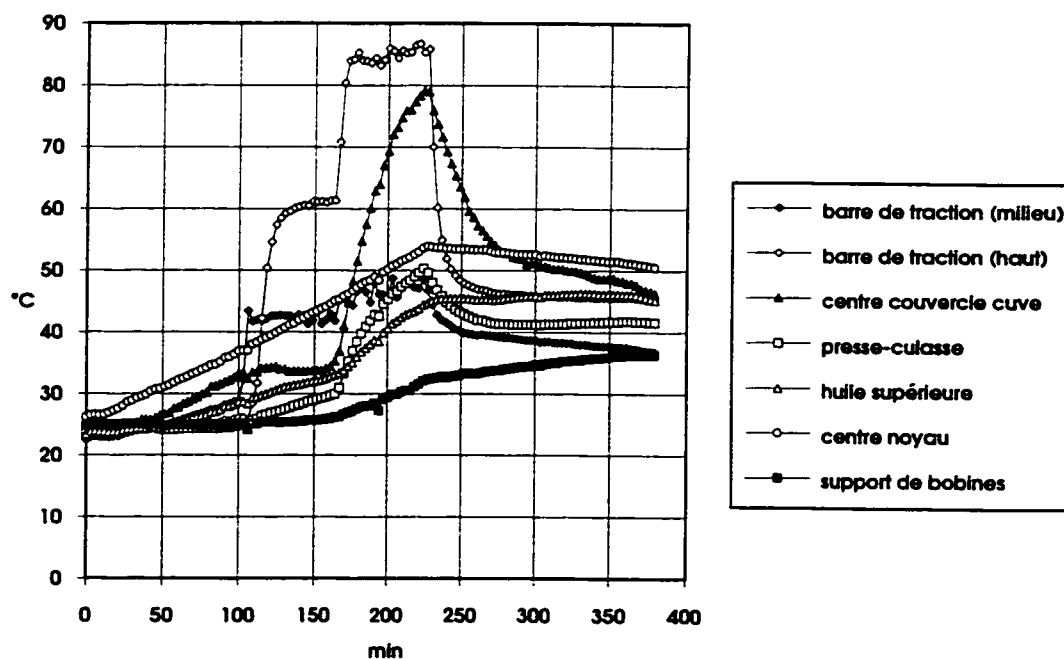
croissance de la température de la barre de traction (en haut et au milieu), de la cuve (au centre du couvercle), du presse-culasse, de l'huile supérieure, du noyau et du support de bobines.



**Figure 4.4** Courbes d'échauffement du transformateur de 370 MVA en présence de 25 A de courant continu.

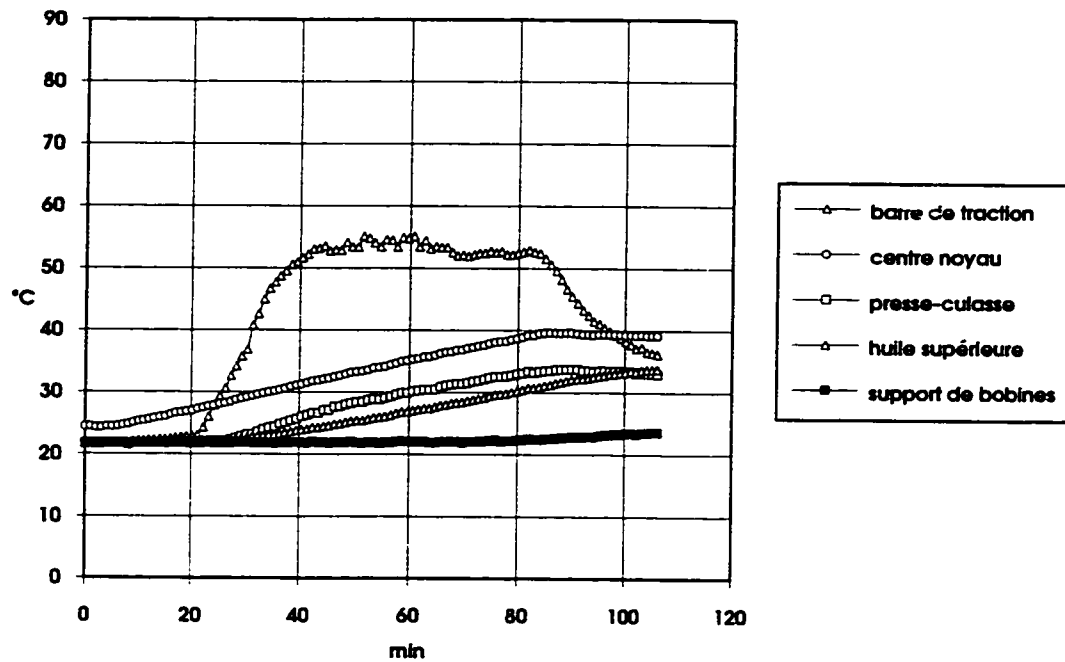


**Figure 4.5** Courbes d'échauffement du transformateur de 370 MVA en présence de 50 A de courant continu.

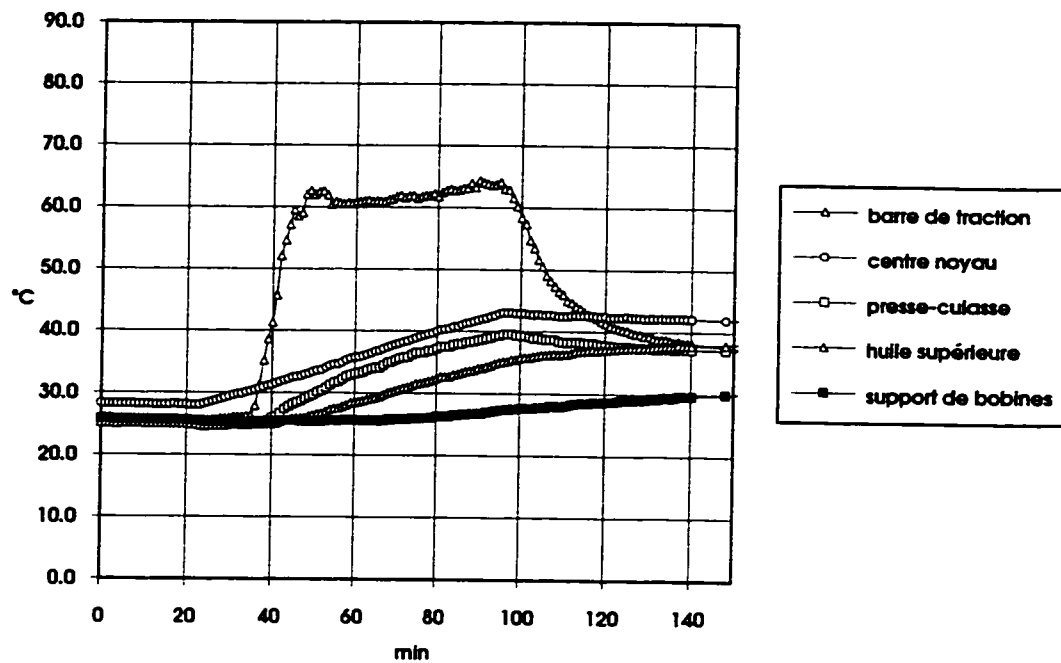


**Figure 4.6** Courbes d'échauffement du transformateur de 370 MVA en présence de 0,5 A cc, 12,5 A cc et 75 A de courant continu.

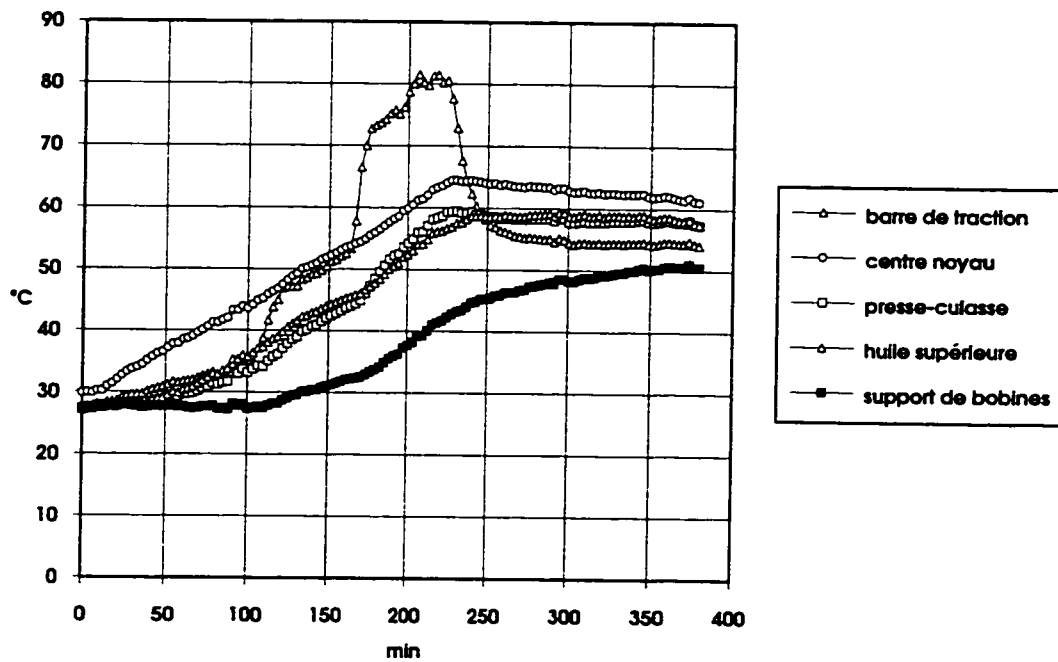
Les figures 4.7, 4.8 et 4.9 illustrent les courbes d'échauffement du transformateur de 550 MVA. Les figures indiquent la croissance de la température de la barre de traction (en haut), du presse-culasse, de l'huile supérieure, du noyau et du support de bobines.



**Figure 4.7** Courbes d'échauffement du transformateur de 550 MVA en présence de 25 A de courant continu.



**Figure 4.8** Courbes d'échauffement du transformateur de 550 MVA en présence de 50 A de courant continu.

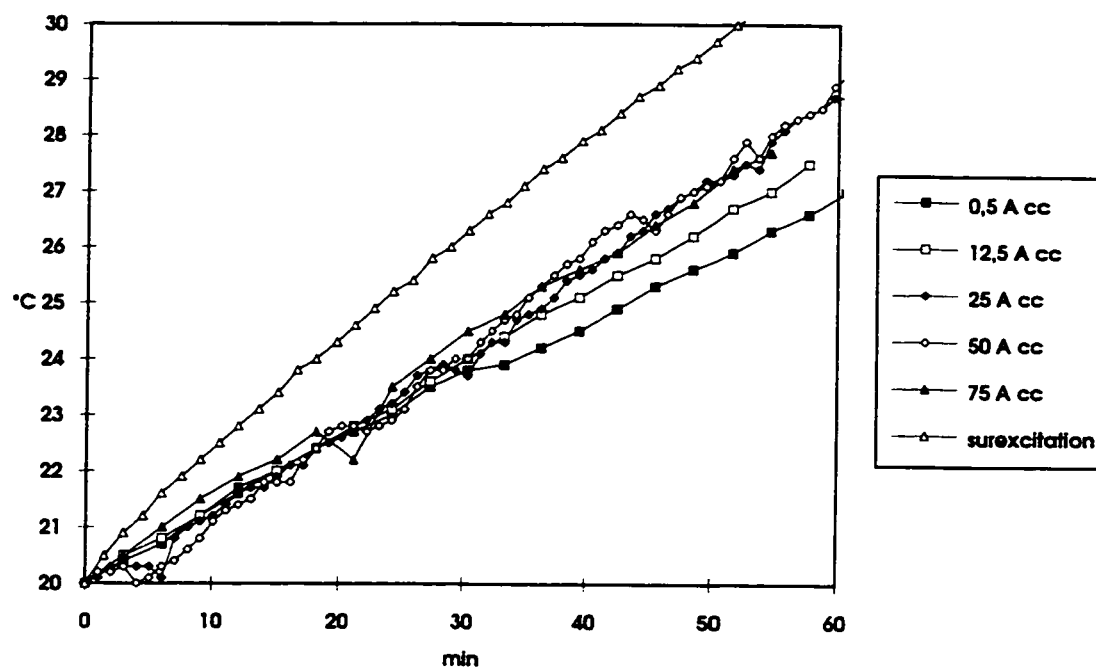


**Figure 4.9** Courbes d'échauffement du transformateur de 550 MVA en présence de 0,5 A cc, 12,5 A cc et 75 A de courant continu.

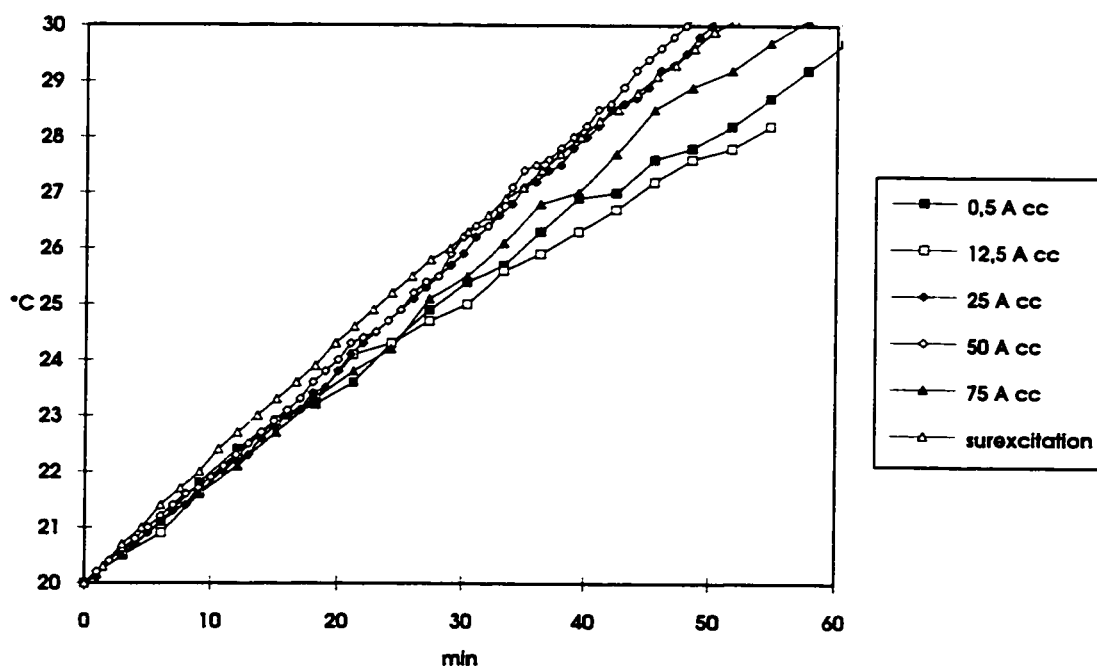
#### 4.5.2 Courbes d'échauffement des transformateurs en surexcitation

Les transformateurs ont été soumis à des essais en surexcitation à 1,95 tesla pour le transformateur de 370 MVA et à 1,93 tesla pour le transformateur de 550 MVA. L'induction de surexcitation (1,95 et 1,93 tesla) dans le noyau des transformateurs est obtenue à une tension correspondant à la valeur de l'induction de surexcitation divisée par l'induction nominale, multipliée par la tension nominale ( $B_{\text{sur}}/B_{\text{nom}} * E_{\text{nom}}$ ). Un problème de résonance entre la source et le transformateur de 550 MVA a limité sa surexcitation à 1,93 tesla.

Les résultats ont démontré que l'échauffement le plus grand en surexcitation est observé sur le noyau. Les températures de la barre de traction, du presse-culasse et du support de bobines sont demeurées inférieures à celle du noyau. Des courbes de comparaison de l'échauffement du noyau des transformateurs en surexcitation et en présence de courant continu ont donc été construites et les résultats sont présentés aux figures 4.10 et 4.11. Les courbes d'échauffement ont été ramenées à un même point d'origine de manière à permettre une comparaison plus facile des pentes initiales.



**Figure 4.10** Courbes de comparaison de l'échauffement du noyau du transformateur de 370 MVA en surexcitation et en présence de courant continu.



**Figure 4.11** Courbes de comparaison de l'échauffement du noyau du transformateur de 550 MVA en surexcitation et en présence de courant continu.

### 4.5.3 Courbes d'échauffement des transformateurs en charge

Des essais d'homologation en surcharge du transformateur neuf de puissance 370 MVA ont été tenus au laboratoire Haute tension de l'IREQ (séquence d'essais: 100%  $I_{nom}$ , 130%  $I_{nom}$ , 70%  $I_{nom}$  et 150%  $I_{nom}$ ; durée totale: 50 heures). Les valeurs des thermocouples ont été relevées durant ces essais et les résultats pour un essai de 7 heures en régime ONAF à 70% du courant nominal sont présentés à la figure 4.12.

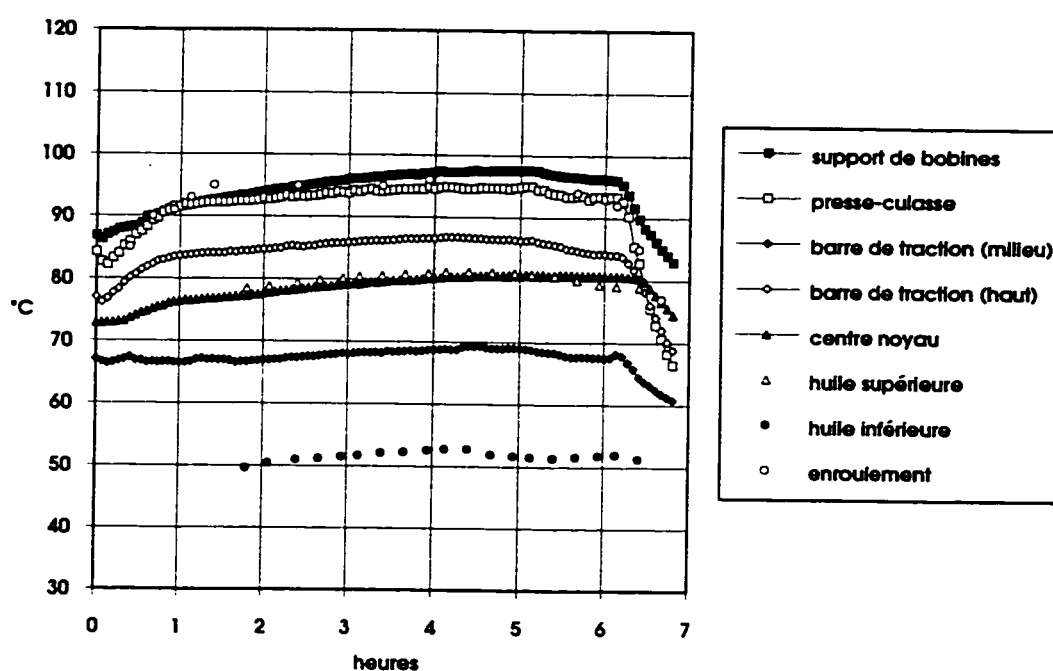


Figure 4.12 Courbes d'échauffement interne du transformateur de 370 MVA en régime ONAF.



## **4.6 Analyse des courbes d'échauffement**

### **4.6.1 Mesure de l'échauffement du noyau**

Les mesures de l'échauffement du noyau des transformateurs ont démontré un comportement semblable pour les deux transformateurs. L'augmentation de l'échauffement due à la circulation de courant continu est limitée à environ 30%. De plus, cet échauffement supplémentaire est inférieur à l'échauffement du noyau en surexcitation à 1,95 tesla. Les courbes d'échauffement des figures 4.10 et 4.11 permettent d'apporter ces conclusions. Les courbes d'échauffement ont été ramenées à un même point d'origine de manière à permettre une comparaison plus facile des pentes initiales.

### **4.6.2 Mesure de l'échauffement des pièces de structure**

Les conclusions apportées dans cette section viennent des courbes d'échauffement des figures 4.4 à 4.9. Les pièces de structure dont les échauffements ont été relevés sont les presse-culasse, les supports de bobines, les barres de traction et la cuve.

Le presse-culasse, qui ne démontre aucun échauffement appréciable à la tension nominale et en surexcitation, montre de la sensibilité à la présence de courant continu. L'augmentation de la température au-dessus de l'huile est faible parce que la circulation naturelle de l'huile permet un refroidissement rapide et efficace.

Les supports de bobines ne sont pas sensibles à la présence de courant continu car leur température ne dépasse jamais celle de l'huile supérieure, en présence de courant continu

comme en surexcitation. Les supports de bobines sont fabriqués en acier laminé ce qui limite les courants de Foucault pouvant y circuler.

Les pièces de structure les plus sensibles sont le couvercle de la cuve et les barres de traction qui sont disposées à l'intérieur des bobinages près du noyau pour joindre les presse-culasse du haut et du bas. Ces barres de traction sont isolées électriquement des presse-culasse pour le transformateur de 370 MVA alors que le contact est sans isolation pour le transformateur de 550 MVA.

En ce qui concerne le couvercle de la cuve, on mesure un échauffement qui peut devenir important au centre du couvercle mais qui diminue en s'en éloignant. L'élévation de température au-dessus de l'huile atteint 37 °C pour une injection de 75 A continu. Une grande surface de transfert de la chaleur dans l'huile est disponible mais l'huile chaude ne peut pas circuler vers le haut car la source est effectivement le couvercle de la cuve, ce qui explique la variation de la température plus importante que pour le presse-culasse. La constante de temps de l'échauffement du couvercle de la cuve est de l'ordre de 50 minutes, la capacité thermique de la cuve étant importante.

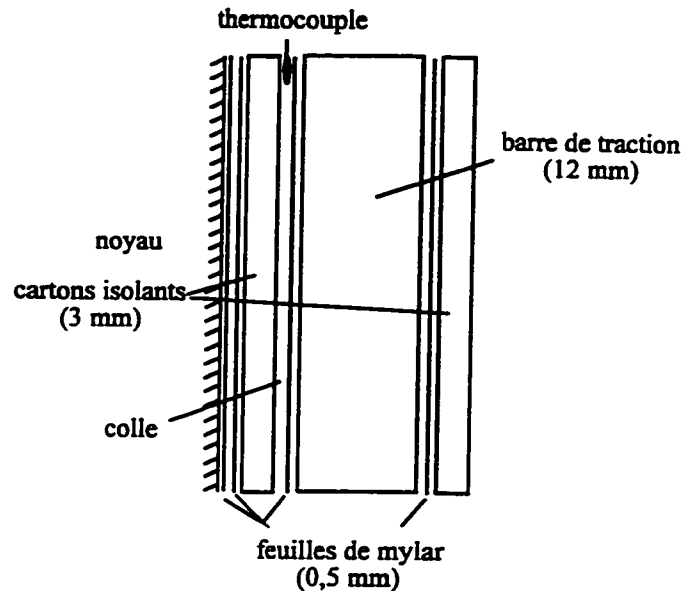
Les barres de traction des transformateurs sont les pièces les plus susceptibles de s'échauffer en présence de courant continu. La section 4.7 suivante traite spécifiquement de l'échauffement de ces barres.

#### **4.7 Échauffement des barres de traction**

Les courbes d'échauffement des transformateurs mis en présence de courant continu démontrent que les barres de traction sont les pièces les plus susceptibles de s'échauffer.

La constante de temps de l'échauffement de ces barres est d'environ trois minutes. La température absolue maximale mesurée est de 85 °C au haut d'une barre de traction après une séquence d'essai de trois heures pour le transformateur de 370 MVA.

Deux thermocouples ont été installés sur les barres de traction du transformateur de 370 MVA, un au milieu et l'autre à l'extrémité supérieure de la barre. Un seul thermocouple par barre de traction a été installé au niveau du bout supérieur des enroulements du transformateur de 550 MVA. On observe un comportement non linéaire sur la courbe de l'échauffement du milieu de la barre de traction du transformateur de 370 MVA. En effet, quand la barre atteint environ 20 °C de plus que le noyau, la courbe qui avait un comportement exponentiel se brise et atteint un plateau à une température inférieure. Ce comportement n'a rien à voir avec la physique de l'échauffement d'un matériau métallique, une non linéarité de ce genre ne peut être le reflet de l'échauffement de la barre. En fait, la température mesurée semble plutôt devenir celle de l'huile près de la barre de traction. Par ailleurs, le thermocouple symétrique sur l'autre barre de traction n'a pas pu être utilisé comme comparaison à cause d'un bris. Comment est-il possible de mesurer la température de l'huile alors que le thermocouple a été inséré solidement entre la barre de traction et le noyau? Il a été possible de tirer des conclusions sur la lecture obtenue après discussions avec le fabricant ABB. La figure 4.13 illustre la façon dont a été installé le thermocouple au centre de la barre de traction.



**Figure 4.13** Emplacement du thermocouple au centre de la barre de traction, vue de côté.

Le thermocouple a été inséré d'environ 20 mm sous la barre de traction (section 75 mm par 12 mm), entre la barre et un carton isolant situé sur le noyau. La température mesurée par le thermocouple dans cette configuration est bien celle de la barre de traction. Le problème survient quand la température de la barre augmente. Cette barre, qui est fabriquée en acier magnétique, prend de l'expansion à mesure que sa température augmente. La formule 4.1 s'applique au phénomène:

$$\Delta l = l\alpha\Delta T \quad 4.1$$

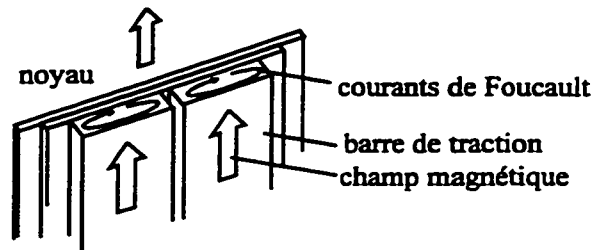
où  $\Delta l$  représente l'élongation d'une barre de longueur  $l$  pour un échauffement de  $\Delta T$  °C et  $\alpha$  est le coefficient d'expansion linéaire de l'ordre de  $11 \times 10^{-6}$  °C<sup>-1</sup>.

Pour une barre de traction de quatre mètres de longueur et un échauffement de 20°C, on peut trouver une élongation de 0,88 mm. Cette élongation atteint 3,08 mm pour un

échauffement de 70°C. D'autre part, les barres de traction sont attachées solidement aux presse-culasse et la pression exercée par les presse-culasse sur les culasses supérieure et inférieure est telle que les points d'attaches des barres de traction sont considérés mécaniquement immobiles par rapport au noyau. Alors, si la barre de traction prend de l'expansion pendant que le noyau garde les mêmes dimensions, on peut prétendre que la barre de traction subira une déformation de telle sorte que sa longueur puisse augmenter.

On peut maintenant amener une explication de la source du problème de lecture: quand la barre de traction s'échauffe, sa longueur augmente et elle subit alors une déformation parce que ses extrémités sont fixées solidement, le point central de la barre se sépare du noyau et le thermocouple se retrouve donc dans le nouvel espace d'huile entre le carton isolant et la barre de traction. La mesure ainsi faite n'est plus représentative de la température de la barre de traction et c'est ce qui explique le comportement non linéaire de la courbe d'échauffement du point central de la barre de traction. En conséquence, on ne connaît pas la température maximale atteinte par le point central de la barre de traction. Il est même difficile de s'aventurer dans une extrapolation du début de l'exponentielle pour en déterminer la température d'équilibre.

Les courants de Foucault sont générés dans les barres de traction de façon à annuler le flux qui tend à circuler à l'intérieur de ces barres. La figure 4.14 illustre une vue agrandie des barres de traction des transformateurs et le sens des courants de Foucault qui y sont générés.



**Figure 4.14** Courants de Foucault induits dans les barres de traction.

Les pertes par courants de Foucault dans une pièce dépendent des dimensions de celle-ci par rapport à la profondeur de pénétration. La profondeur de pénétration théorique ( $\delta$ ) dépend de la conductivité du matériau ( $\sigma$ ), de sa perméabilité ( $\mu$ ) et de la fréquence ( $f$ ) (Lammeraner et Stafl, 1966):

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu}} \quad 4.2$$

Il peut être démontré que la courbe des pertes locales générées en fonction du rapport entre la dimension de la pièce et la profondeur de pénétration possède une valeur maximale (Lammeraner et Stafl, 1966).

La structure longue et étroite et la localisation des barres de traction à l'intérieur des enroulements expliquent que la pente initiale de la courbe d'échauffement soit aussi importante. Effectivement, on mesure une pente initiale de la courbe d'échauffement de 14°C/min au centre de la barre de traction du transformateur de 370 MVA à 50 A de courant continu injecté. On constate que le taux d'échauffement initial du haut de la barre de traction est semblable à celui observé au milieu de la même barre, mais avec un délai du début de l'échauffement de 6,7 minutes dans le cas de l'injection de 25 A cc. Ce

délai est de 9,3 minutes dans le cas de l'injection de 12,5 A et de 4,3 minutes pour l'injection de 50 A continus.

Les barres de traction du transformateur de 550 MVA sont raccordées mécaniquement et électriquement aux presse-culasse. Les résultats démontrent que les échauffements obtenus sont moins importants que pour le transformateur de 370 MVA.

On constate en conséquence que les thermocouples des barres de traction auraient dû être beaucoup plus nombreux et disposés du centre de la bobine jusqu'aux presse-culasse et non uniquement dans le haut du presse-culasse comme dans le cas du transformateur de 370 MVA. De plus, ces thermocouples auraient dû être beaucoup mieux attachés aux barres de traction pour bien en lire la température.

#### **4.8 Analyse des gaz dissous et essai de tension induite**

Des analyses des gaz dissous dans l'huile ont été réalisées à la suite de chacun des essais d'injection de courant continu. Les résultats n'ont montré aucune augmentation notable des gaz dissous dans l'huile.

À la suite des essais d'injection de courant continu, le transformateur de 370 MVA a été soumis avec succès à un essai d'homologation de tension induite (vérification de la capacité diélectrique).

Les deux transformateurs sont actuellement en service sur le réseau d'Hydro-Québec.

#### 4.9 Schéma détaillé du circuit d'injection de courant continu

La figure 4.15 présente le circuit détaillé d'injection de courant continu utilisé pour les essais effectués au laboratoire Grande puissance. Sur cette figure, on remarque que le courant continu est injecté par le tertiaire des autotransformateurs qui sont alimentés en parallèle du côté primaire. Comme expliqué au chapitre III, le courant continu polarise le flux des transformateurs de sorte que le courant de magnétisation devient alors une impulsion dans le sens de polarisation du flux. Étant donné que la polarisation du flux n'est pas dans le même sens pour les deux transformateurs, le courant qui est tiré de la source est presque symétrique, avec une impulsion positive et une impulsion négative. Le courant n'est pas parfaitement symétrique parce que les courbes de saturation des transformateurs ne sont pas identiques, étant donné que les noyaux des transformateurs ne sont pas fabriqués de la même qualité d'acier, que les formes des noyaux sont différentes et que les dimensions des enroulements sont aussi différentes. Le courant continu est injecté dans la boucle reliant les tertiaires des autotransformateurs par une source de tension continue réalisée à l'aide d'un pont de diodes inséré en série avec une bobine. Un disjoncteur est relié en parallèle avec le pont de diodes. Les bornes haute tension des autotransformateurs sont reliées en parallèle sur une ligne de tension 735 kV du réseau d'Hydro-Québec. Des parafoudres sont installés entre les bornes H, X et la masse des autotransformateurs. Des appareils de mesure sont installés pour recueillir les tensions et les courants en divers points du circuit. Les courants recueillis sont le courant total ( $I_{tot}$ ), les courants primaires des transformateurs ( $I_{p1}$  et  $I_{p2}$ ) et le courant du côté de la source de courant continu ( $I_3$ ).



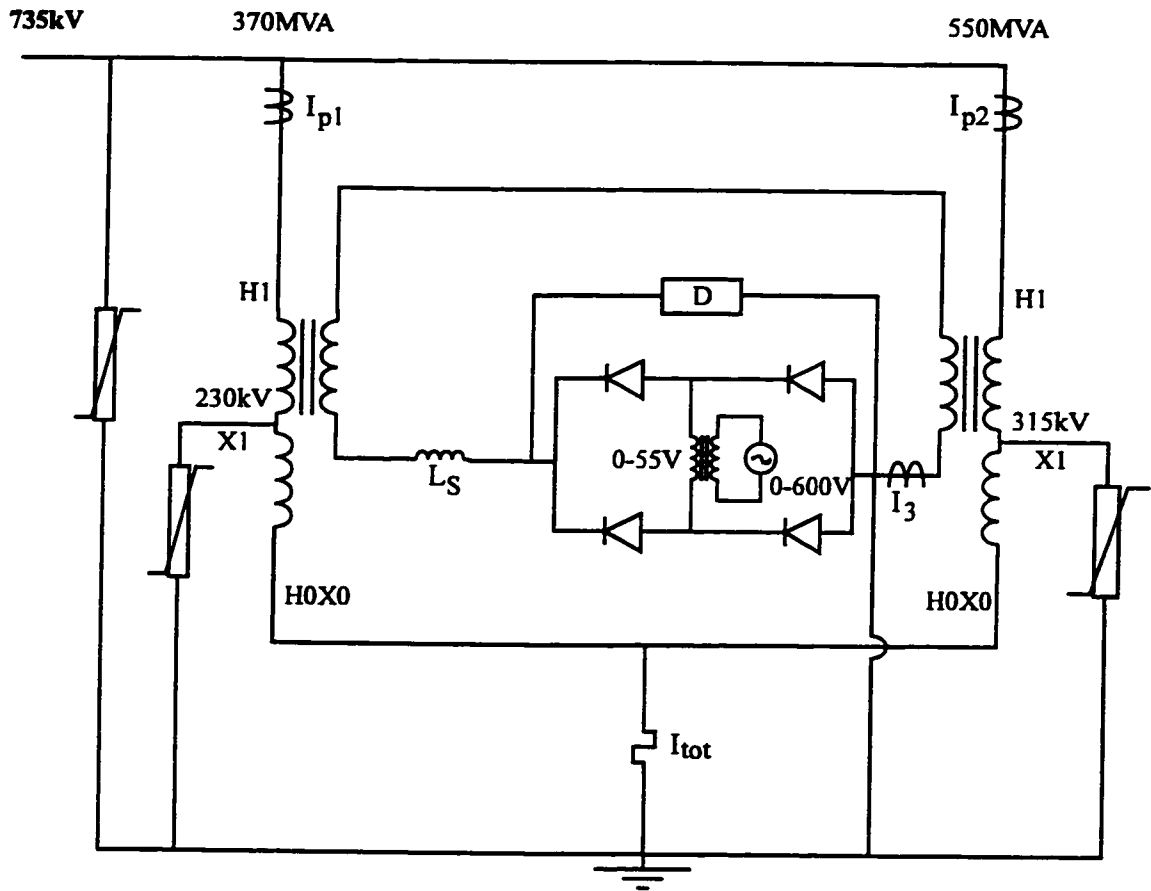


Figure 4.15 Schéma détaillé du circuit d'injection de courant continu.

#### 4.10 Réalisation de la source de courant continu

La limite de courant efficace que peut supporter le tertiaire des transformateurs est de 2960 A pour le transformateur de 370 MVA et de 3025 A pour le transformateur de 550 MVA. La source a été conçue pour débiter un courant d'au moins 3000 A continus.

La source de tension continue est constituée d'un autotransformateur variable 0-600 V de puissance nominale 200 kVA qui alimente un transformateur de puissance et un pont de diodes. La charge équivalente que doit alimenter la source de courant continu peut être représentée par une inductance en série avec une résistance. L'inductance discrète

modélise la somme des inductances de fuite des autotransformateurs et de l'inductance de lissage. La résistance représente pour sa part la somme des résistances des conducteurs incluant les tertiaires des autotransformateurs et l'inductance de lissage. Cette bobine est en fait constituée d'un arrangement de quatre bobines en parallèle, formées de câbles 750 kcmil en cuivre de 410 m de longueur dont la résistance à 75°C vaut 6 mΩ. La résistance série des deux enroulements tertiaires des autotransformateurs sous essais est inférieure à 3 mΩ. On estime la résistance équivalente totale à 9 mΩ.

L'inductance agit comme une source de courant dans le circuit, la tension à ses bornes s'ajuste de manière à ce que le courant qui y circule demeure constant. La valeur du courant continu qui circule dans la charge dépend de la valeur de la résistance série et de la valeur moyenne de la tension aux bornes du pont. La valeur moyenne de la tension à la sortie du pont (une sinusoïde redressée) s'exprime en fonction de la valeur efficace de la tension d'alimentation comme dans l'équation 4.3.

$$V_{\text{occ}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V_S \quad 4.3$$

L'autotransformateur variable 0-600 V de puissance 200 kVA ne peut débiter un courant supérieur à 333 A. Des transformateurs de puissance ont été utilisés pour augmenter le courant et réduire la tension de 600 V à 55 V. L'autotransformateur variable ne débitera que 275 A pour un courant continu de 3000 A. Cette marge est nécessaire pour tenir compte des harmoniques du courant de ligne (onde carrée) en amont du pont de diode. De l'équation 4.3, on tire que la tension moyenne disponible est de 49,5 V cc pour la tension maximale d'entrée de 55 V ca. En tenant compte d'une chute de tension de

4 volts dans les diodes on pourra donc passer 3000 A cc dans une résistance de  $15\text{ m}\Omega$ , ce qui est confortable pour l'essai à réaliser.

L'inductance de fuite des transformateurs empêche la commutation instantanée des diodes. Alors que deux diodes entrent en conduction, les deux autres ne peuvent cesser de conduire instantanément, le courant diminue donc dans une paire de diodes et augmente dans l'autre paire durant une portion du cycle, c'est le phénomène d'empiétement. La commutation débute quand la tension alternative passe par zéro. Durant l'intervalle de commutation, la source alternative est court-circuitée, la tension alternative se retrouve aux bornes de l'inductance de fuite du transformateur et la tension de sortie égale la tension de chute en polarisation directe des diodes. Quand le courant d'une paire de diodes atteint la valeur du courant continu de charge, le courant de l'autre paire de diodes atteint zéro, et cette paire de diodes cesse de conduire. Il se produit un phénomène différent dans le cas de diodes réelles, la paire de diodes cherchant à interrompre le courant de l'inductance autorise un courant inverse très faible et dont la durée change en fonction du type de diodes. Ce courant circule à travers l'inductance de fuite du transformateur et comme la tension aux bornes d'une inductance est proportionnelle à la dérivée du courant, une surtension proportionnelle à la dérivée du courant est produite par l'inductance qui réagit à la variation rapide du courant qui la traverse. Des circuits amortisseurs R-C sont donc nécessaires pour absorber l'énergie de ces surtensions. Les diodes ont une tenue inverse de 100 V et peuvent porter un courant nominal de 4800 A. Les circuits amortisseurs se composent d'une résistance de  $0,6\text{ }\Omega$  en série avec une inductance de  $15\text{ }\mu\text{F}$ .

## 4.11 Description et analyse des courants mesurés

### 4.11.1 Harmoniques et courants reconstitués

Le tableau 4.2 regroupe les valeurs crêtes des harmoniques des courants mesurés au laboratoire lors de l'essai à 850 A de courant continu injecté dans les tertiaires des transformateurs. Ce courant correspond du côté primaire à 25 A de courant continu car le rapport de transformation  $m$  est de 34. Les harmoniques du courant du transformateur de 550 MVA ont été multipliés par 0,9 pour tenir compte d'une erreur de lecture du transformateur de courant.

**Tableau 4.2** Valeur crête des harmoniques des courants mesurés au laboratoire pour l'essai d'injection de 25 A de courant continu.

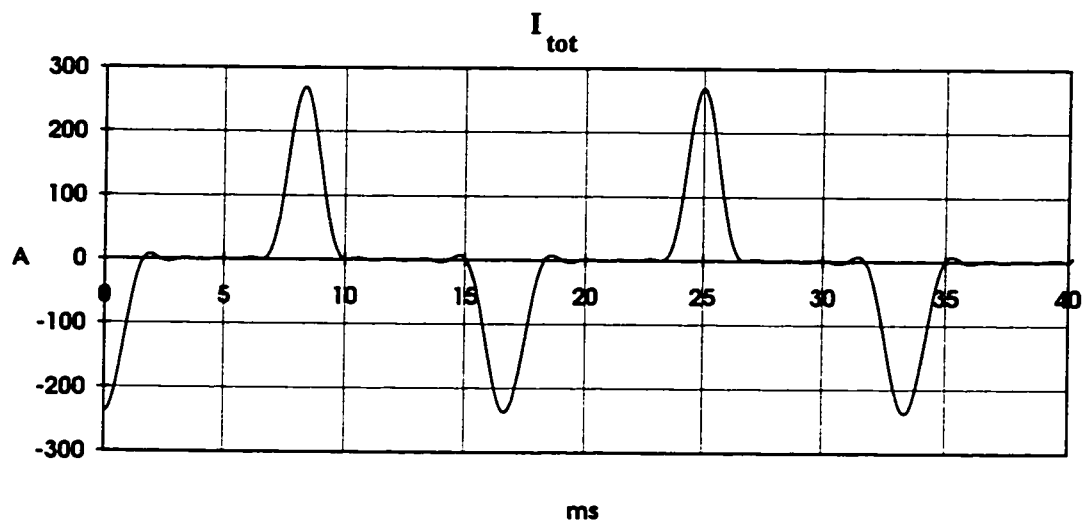
	H <sub>1</sub>	H <sub>2</sub>	H <sub>3</sub>	H <sub>4</sub>	H <sub>5</sub>	H <sub>6</sub>	H <sub>7</sub>	H <sub>8</sub>	H <sub>9</sub>	H <sub>10</sub>	I <sub>moy</sub>
I <sub>ntot</sub> (A)	94	0,6	77	1,8	51	4	25	5,4	6,7	4	0
I <sub>np1</sub> (A)	45	39	37	27	23	14	10	3,9	1,2	1,6	0
I <sub>np2</sub> (A)	51	39	41	29	27	18	14	8,2	5	2,6	0
I <sub>n3/m</sub> (A)	2,7	5,7	1,8	4,5	1	2,6	0,2	0,9	0,2	0,1	25

Les courants mesurés expérimentalement sont présentés à l'annexe I.

Les figures 4.16 à 4.19 illustrent les courants reconstitués à partir des harmoniques du tableau 4.2. La même échelle a été conservée dans le but de faciliter la comparaison entre les graphiques. On remarque que ces courants reconstitués sont bel et bien identiques aux courants mesurés au laboratoire et présentés à l'annexe I.

Le courant total est illustré à la figure 4.16. Il est reconstitué (pour fin de comparaison avec l'annexe I) à partir des valeurs des harmoniques du tableau 4.2 appliquées dans la formule 4.4.

$$I_{\text{tot}} = \sum_{n=1}^{10} I_{n\text{tot}} \cos n(\omega t - \pi) \quad 4.4$$



**Figure 4.16** Courant  $I_{\text{tot}}$  reconstitué.

Le courant total est constitué de la somme des courants primaires des deux transformateurs. Comme les courants sont inversés et décalés de  $180^\circ$ , les harmoniques impairs s'additionnent et les harmoniques pairs se soustraient (revoir section 3.2). La présence d'harmoniques pairs dans le courant total se constate par la dissymétrie par rapport à l'axe horizontal.

Le courant primaire du transformateur de 370 MVA ( $I_{p1}$ ) est illustré à la figure 4.17. Il est reconstitué à partir des valeurs des harmoniques du tableau 4.2 appliquées dans la formule 4.5.

$$I_{p1} = - \sum_{n=1}^{10} I_{np1} \cos n(\omega t). \quad 4.5$$

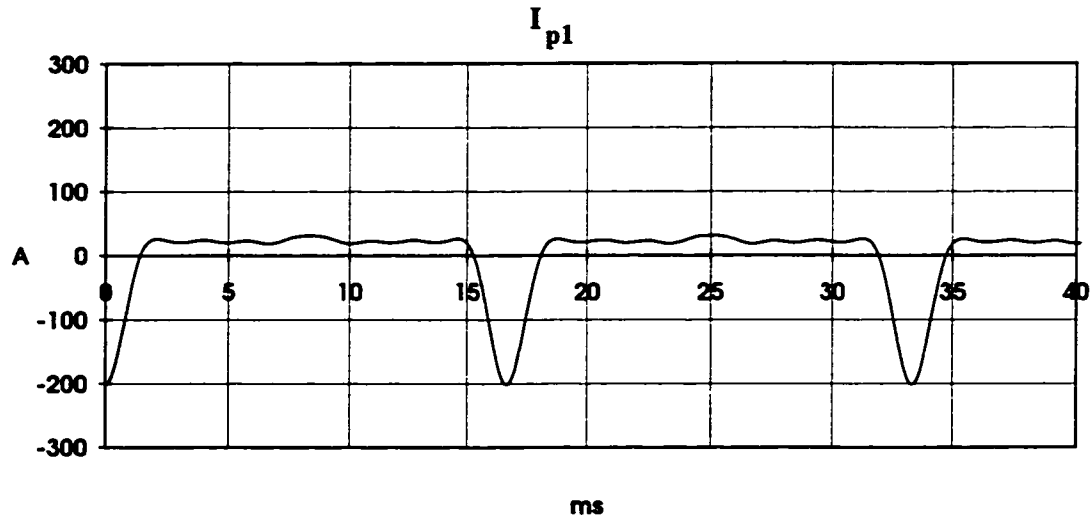
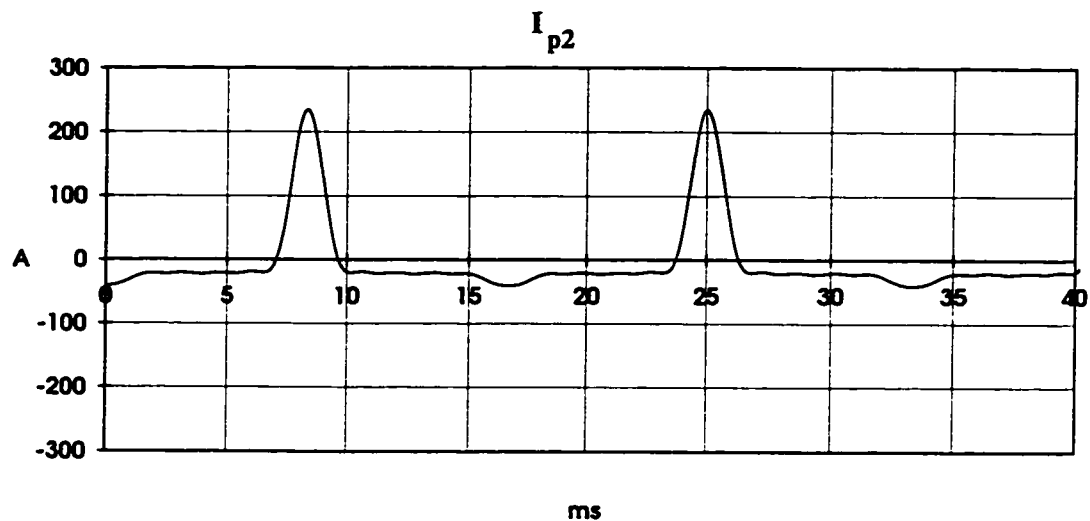


Figure 4.17 Courant  $I_{p1}$  reconstitué.

La valeur moyenne du courant primaire est nulle parce que le courant continu n'est pas transformé par le transformateur en régime permanent et qu'il est injecté par les tertiaires. La forme de ce courant est presque la même que celle du courant de magnétisation. En fait, tous les harmoniques du courant de magnétisation sont présents dans ce courant, la seule différence est l'amplitude des harmoniques qui est réduite par un facteur. La forme du courant primaire n'est pas exactement celle du courant de magnétisation parce que le courant est déformé à l'endroit de la saturation du transformateur de 550 MVA ( $180^\circ$  hors de phase). Cette déformation est la conséquence de la circulation d'une partie du courant de magnétisation du transformateur de 550 MVA dans les tertiaires. Ce courant devient un courant de charge pour le transformateur de 370 MVA.

Le courant primaire du transformateur de 550 MVA ( $I_{p2}$ ) est illustré à la figure 4.18. Il est reconstitué à partir des valeurs des harmoniques du tableau 4.2 appliquées dans la formule 4.6.

$$I_{p2} = \sum_{n=1}^{10} I_{np2} \cos n(\omega t - \pi). \quad 4.6$$



**Figure 4.18** Courant  $I_{p2}$  reconstitué.

La valeur moyenne du courant primaire est nulle parce que le courant continu n'est pas transformé par le transformateur en régime permanent et qu'il est injecté par les tertiaires. Encore une fois, la forme de ce courant est presque la même que celle du courant de magnétisation. Le courant est déformé à l'endroit de la saturation du transformateur de 370 MVA ( $180^\circ$  hors de phase). Cette déformation est la conséquence de la circulation d'une partie du courant de magnétisation du transformateur de 370 MVA dans les tertiaires. Ce courant devient un courant de charge pour le transformateur de 550 MVA.

Finalement, le courant circulant dans les tertiaires rapporté côté primaire ( $I_3/m$ ) est illustré à la figure 4.19. Il est reconstitué à partir des valeurs des harmoniques du tableau 4.2 appliquées dans la formule 4.7.

$$\frac{I_3}{m} = \frac{I_{cc}}{m} + \sum_{n=1}^{10} \frac{I_{n3}}{m} \cos n(\omega t). \quad 4.7$$

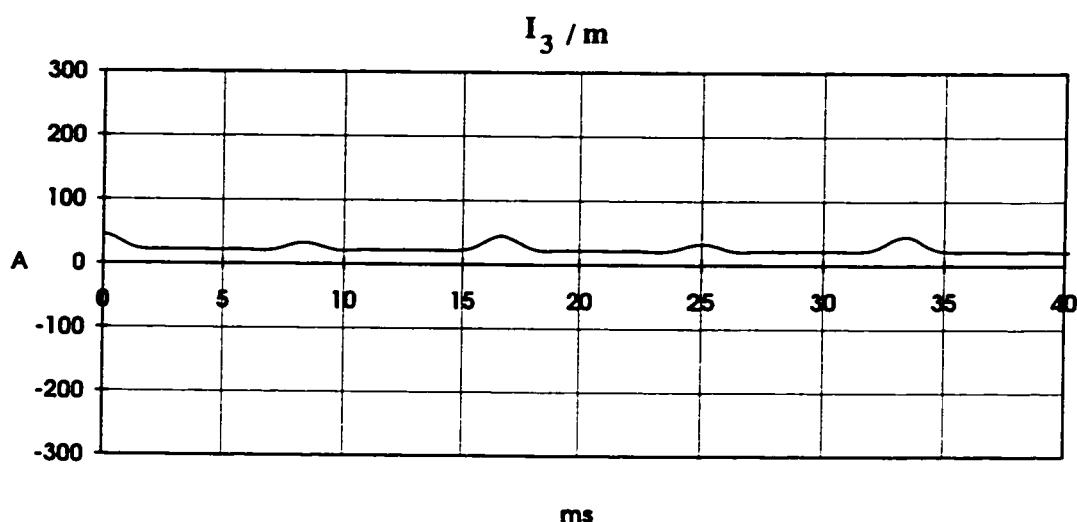


Figure 4.19 Courant  $I_3/m$  reconstitué.

On remarque que le courant  $I_3/m$  possède des ondulations qui sont en phase avec la saturation des deux transformateurs. Une faible partie du courant de magnétisation circule en effet à travers les tertiaires des transformateurs. Ainsi, le courant de magnétisation du transformateur de 370 MVA qui circule dans le tertiaire se retrouve comme courant de charge pour le transformateur de 550 MVA. C'est pourquoi, au moment de la saturation du transformateur de 370 MVA, on retrouve dans le courant primaire du transformateur de 550 MVA une déformation du courant qui correspond à l'amplitude de l'ondulation du courant tertiaire divisé par  $m$ , le rapport de transformation. Évidemment, ce comportement se produit également du transformateur de 550 MVA

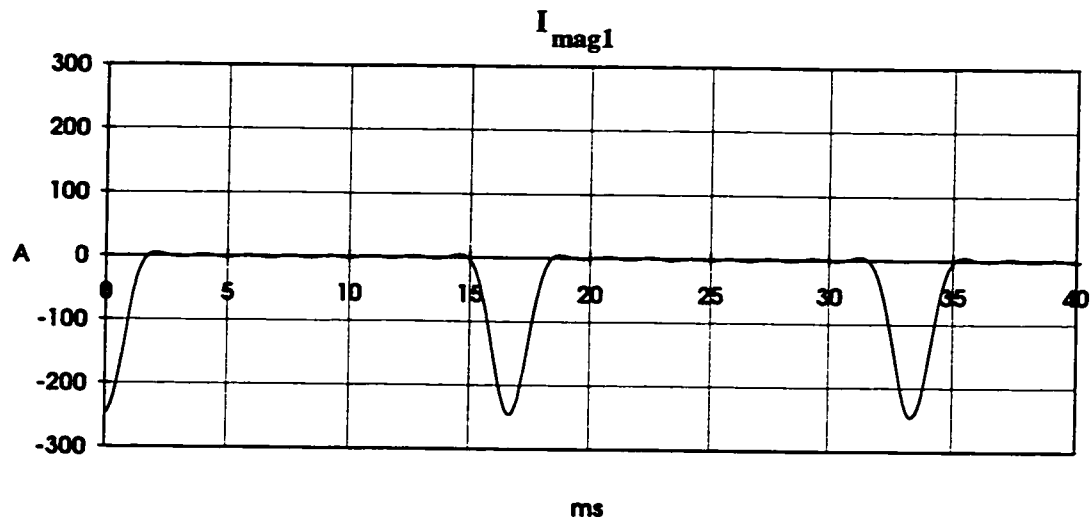


vers le transformateur de 370 MVA. Les ondulations du courant  $I_3$  sont limitées par l'inductance de lissage.

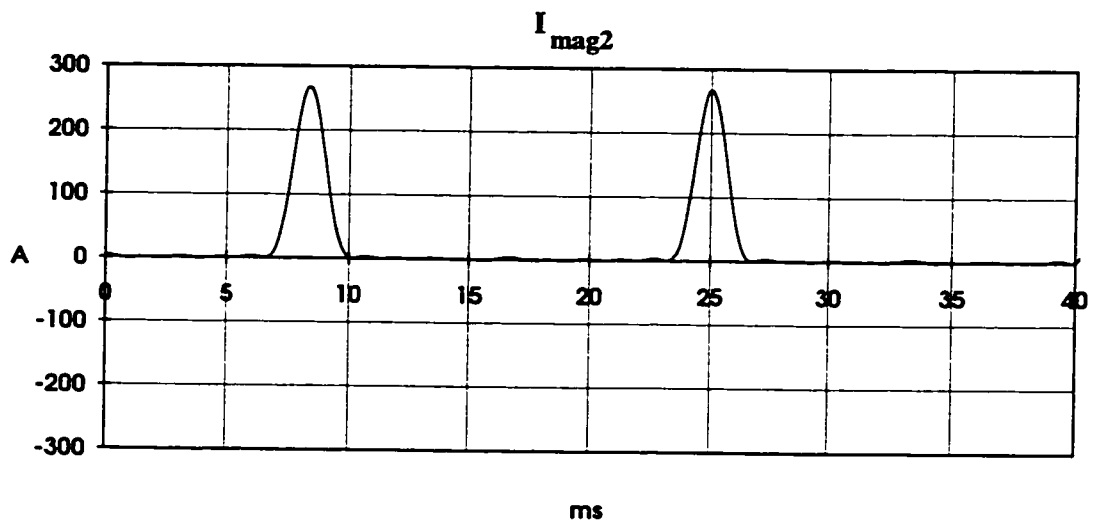
#### **4.11.2 Courant de magnétisation mesuré en présence de courant continu**

La figure théorique 2.1 montrait la forme du courant de magnétisation d'un transformateur monophasé en présence de courant continu. Cette forme de courant peut être retrouvée à partir des résultats expérimentaux. En effet, si l'on fait la somme des contributions du tertiaire et du primaire pour chaque transformateur, on peut retrouver le courant de magnétisation total. Étant donné que les transformateurs ont les tertiaires connectés en série inverse, il faut dans un cas soustraire et dans l'autre cas additionner le courant tertiaire  $I_3/m$  au courant primaire.

Pour le transformateur de 370 MVA, le courant  $I_3$  est défini sortant de son enroulement tertiaire comme illustré sur le schéma simplifié du circuit d'injection de courant continu de la figure 3.1 (courant de charge positif par convention). Le courant  $I_{p1}$  est défini entrant dans l'enroulement (convention positive). Ainsi, dans ce cas, on trouve le courant de magnétisation en soustrayant le courant tertiaire du courant primaire. Dans le cas du transformateur de 550 MVA, on doit additionner le courant tertiaire tel que défini par convention au courant primaire de ce transformateur pour en déterminer le courant de magnétisation. Les figures 4.20 et 4.21 illustrent les courants de magnétisation obtenus depuis les courants primaires des figures 4.17 et 4.18 et le courant de tertiaire de la figure 4.19.



**Figure 4.20** Courant de magnétisation du transformateur de 370 MVA en présence de 25 A de courant continu.



**Figure 4.21** Courant de magnétisation du transformateur de 550 MVA en présence de 25 A de courant continu.

Si l'on compare les courants de magnétisation des figures 4.20 et 4.21 avec le courant  $I_{tot}$  de la figure 4.16 on remarque que le courant total est la somme des courants de magnétisation des deux transformateurs. La procédure suivante permet de démontrer

cette particularité. D'abord, les formules 4.8 et 4.9 définissent les courants de magnétisation en fonction des courants mesurés:

$$I_{\text{mag1}} = I_{p1} - \frac{I_3}{m} , \quad 4.8$$

$$I_{\text{mag2}} = I_{p2} + \frac{I_3}{m} . \quad 4.9$$

Ensuite, l'équation 4.10 montre le courant total en fonction des courants primaires:

$$I_{\text{tot}} = I_{p1} + I_{p2} . \quad 4.10$$

Si l'on additionne les équations 4.8 et 4.9 on obtient l'équation 4.11 suivante:

$$I_{\text{mag1}} + I_{\text{mag2}} = I_{p1} + I_{p2} . \quad 4.11$$

Finalement, en comparant les équations 4.10 et 4.11, on trouve le résultat cherché:

$$I_{\text{tot}} = I_{\text{mag1}} + I_{\text{mag2}} . \quad 4.12$$

Cette démonstration permet de déterminer directement par l'observation du courant total mesuré la valeur crête des courants de magnétisation des deux transformateurs.

#### 4.11.3 Détermination expérimentale des facteurs $K_1$ et $K_2$

Le pourcentage du courant de magnétisation des transformateurs qui circule dans les tertiaires est déterminé par le rapport des impédances vues par les inductances de magnétisation. La formule 3.4 donne les facteurs  $K_1$  et  $K_2$  théoriques tels que définis à

la section 3.3. Ces facteurs donnent le pourcentage du courant de magnétisation des transformateurs qui circule dans les tertiaires.

On peut déterminer de façon expérimentale les facteurs  $K_1$  et  $K_2$ . L'objectif est de démontrer à l'aide de résultats expérimentaux l'analyse du circuit d'injection de courant continu présentée au chapitre III. À chaque instant le courant de magnétisation est divisé entre le primaire et le tertiaire de chaque transformateur dans la même proportion. Ainsi, on peut choisir l'instant où les courants de magnétisation sont à leur valeur crête pour ensuite calculer les rapports  $K_1$  et  $K_2$ . Le tableau 4.3 donne les valeurs crêtes des courants  $I_{p1}$  et  $I_{p2}$  de même que les valeurs crêtes des ondulations du courant  $I_3$  et du courant  $I_{tot}$ . Les ondulations du courant  $I_3$  et du courant  $I_{tot}$  dépendent de la saturation du transformateur de 370 MVA et du transformateur de 550 MVA. L'ondulation du courant  $I_3$  qui dépend de la saturation du transformateur de 370 MVA est dénotée  $I_{31}$  et celle qui dépend de la saturation du transformateur de 550 MVA est dénotée  $I_{32}$ . Pour le courant  $I_{tot}$ , il a été démontré à la section 4.11.2 que les ondulations positives et négatives correspondent exactement aux courants de magnétisation des transformateurs. L'ondulation qui représente le courant de magnétisation du transformateur de 370 MVA est dénotée  $I_{mag1}$  et celle qui représente le courant de magnétisation du transformateur de 550 MVA est dénotée  $I_{mag2}$ . Les rapports  $K_1$  et  $K_2$  sont déterminés par le rapport entre les valeurs crêtes du courant tertiaire divisé par les valeurs crêtes du courant magnétisation.

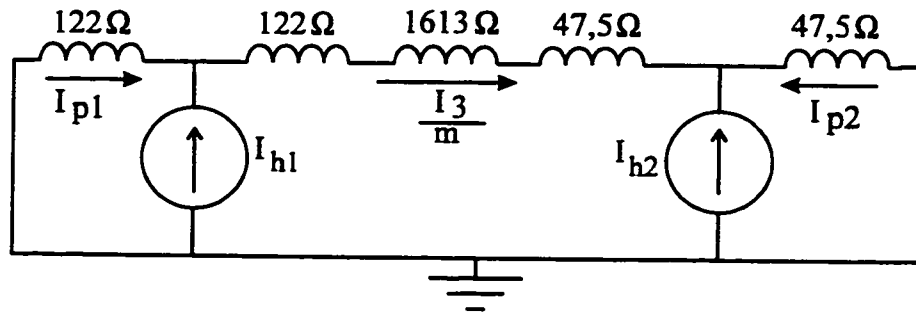
**Tableau 4.3** Courants crêtes mesurés (A) et facteurs  $K_1$  et  $K_2$

$I_{cc}$	$I_{p1}$	$I_{p2}$	$I_{31/m}$	$I_{32/m}$	$I_{mag1}$	$I_{mag2}$	$K_1$	$K_2$
12,5	137	149	13	6	150	155	0,09	0,04
25	215	249	20	11	235	260	0,09	0,04
50	345	417	35	18	380	435	0,09	0,04
75	456	556	44	24	500	580	0,09	0,04

On remarque que la somme des courants  $I_{p1}$  et  $I_{31}$  donne bien le courant  $I_{mag1}$ . De même, la somme des courants  $I_{p2}$  et  $I_{32}$  donne le courant  $I_{mag2}$ . Les résultats montrent que 9% du courant alternatif de magnétisation du transformateur de 370 MVA circule dans les tertiaires et 4% du courant de magnétisation du transformateur de 550 MVA circule également dans les tertiaires. Ces rapports demeurent constants quel que soit le niveau de courant continu car ils ne dépendent que des impédances vues par les inductances de magnétisation.

L'impédance du transformateur de 370 MVA est de 50% et celle du transformateur de 550 MVA est de 31,9%. L'impédance de base du transformateur de 370 MVA à la tension nominale de  $735/\sqrt{3}$  kV est de 487  $\Omega$ . L'impédance à 60 Hz de ce transformateur est 0,5 fois l'impédance de base soit 244  $\Omega$ . D'autre part, l'impédance de base du transformateur de 550 MVA à sa tension nominale de  $700/\sqrt{3}$  kV est de 297  $\Omega$ . L'impédance à 60 Hz de ce transformateur est 0,319 fois l'impédance de base soit 95  $\Omega$ . Par ailleurs, l'inductance de lissage a une valeur de 3,7 mH ce qui lui confère une impédance à 60 Hz de 1,4  $\Omega$ . Étant donné que l'inductance de lissage est du côté basse tension, son impédance ramenée du côté haute tension doit être multipliée par  $m^2$ . Son impédance à 60 Hz ramenée du côté primaire est alors de 1613  $\Omega$ . À la figure 4.22, on reprend la figure 3.2 et on y inscrit les valeurs précédentes des impédances vues par les

inductances de magnétisation des transformateurs. On rappelle que cette figure représente le modèle équivalent qui remplace les transformateurs par des sources de courants harmoniques dans le petit réseau formé par les deux transformateurs en parallèle.



**Figure 4.22** Circuit de la figure 3.2 avec les valeurs des impédances à 60 Hz.

Les impédances des transformateurs ont été divisées également entre le primaire et le tertiaire. Le calcul des constantes  $K_1$  et  $K_2$  est effectué à l'aide des formules 4.13 et 4.14 suivantes:

$$K_1 = \frac{122}{244 + 1613 + 95} = 0,0625 , \quad 4.13$$

$$K_2 = \frac{47,5}{244 + 1613 + 95} = 0,0243 . \quad 4.14$$

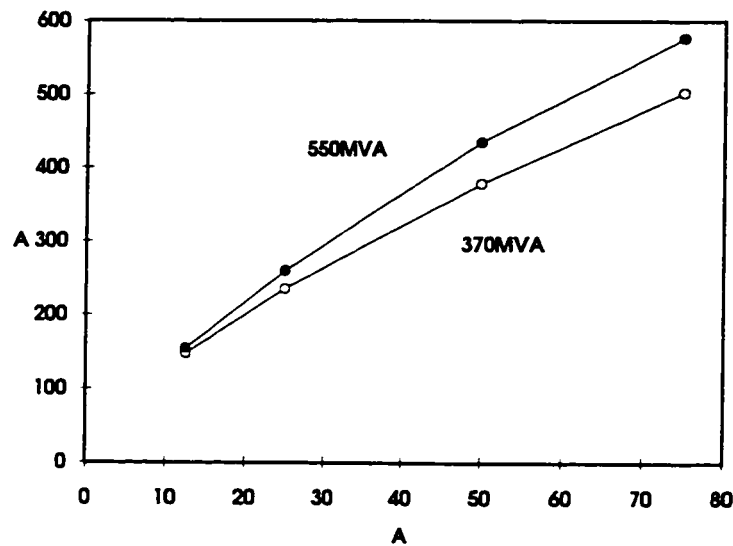
Ces valeurs théoriques de 6,25% et de 2,43% sont inférieures aux valeurs calculées avec les résultats expérimentaux qui sont respectivement de 9% et 4%. En réalité, les impédances de fuite ne sont pas divisées également entre le primaire et le tertiaire. Une plus grande proportion de l'impédance se retrouve du côté du primaire parce que son impédance propre est supérieure à celle du tertiaire qui est un enroulement physiquement interne au primaire. Ainsi, une augmentation de l'impédance des primaires cause une

augmentation des rapports  $K_1$  et  $K_2$  qui se rapprochent alors des valeurs calculées à partir des mesures. En fait, pour obtenir un rapport  $K_1$  de 0,09, il faudrait que  $L_{p1}$  égale  $176 \Omega$  et que  $m^2L_{s1}$  égale  $68 \Omega$ . Pour obtenir un rapport  $K_2$  de 0,04, il faudrait que  $L_{p2}$  égale  $78 \Omega$  et que  $m^2L_{s2}$  égale  $17 \Omega$ . Ces valeurs peuvent être retrouvées avec les équations de calcul des inductances (Bolduc, 1993).

#### 4.11.4 Validation des équations de calculs des harmoniques de courant

À l'aide des équations 2.1, 2.2 et 2.3 et du rapport entre la valeur crête et la valeur moyenne du courant de magnétisation, il est possible de déterminer les valeurs des harmoniques générés par les inductances de magnétisation. Le rapport  $I_{\max}/I_{\text{moy}}$  déterminé expérimentalement permet de trouver par itérations à l'aide de la formule 2.1 l'angle de saturation  $\alpha$ . Ensuite, les formules 2.2 et 2.3 peuvent être utilisées pour calculer en fonction de l'angle  $\alpha$  les valeurs crêtes des harmoniques du courant de magnétisation.

La première étape consiste donc à déterminer le rapport  $I_{\max}/I_{\text{moy}}$ . À la section 4.11.2, on a démontré que le courant  $I_{\text{tot}}$  est la somme des courants de magnétisation des transformateurs. La valeur crête des courants de magnétisation des transformateurs peut donc être déterminée directement à partir du courant total mesuré. La figure 4.23 illustre les résultats obtenus en fonction du niveau de courant continu pour les deux transformateurs.



**Figure 4.23** Valeur crête du courant de magnétisation (A) versus le courant continu injecté (A).

Le courant de magnétisation du transformateur de 370 MVA s'obtient en soustrayant de son courant primaire le courant tertiaire ramené du côté primaire (convention de la figure 3.1). Si l'on combine les équations 4.5 et 4.7 pour trouver l'expression du courant de magnétisation du transformateur de 370 MVA, on obtient l'équation 4.15 suivante:

$$I_{mag1} = I_{p1} - \frac{I_3}{m} = -\frac{I_{cc}}{m} - \sum_{n=1}^N (I_{np1} + \frac{I_{n3}}{m}) \cos n(\omega t) . \quad 4.15$$

Cette équation démontre que les harmoniques pairs et impairs des courants  $I_{p1}$  et  $I_3/m$  s'additionnent en module pour donner le courant de magnétisation du transformateur de 370 MVA.

D'autre part, le courant de magnétisation du transformateur de 550 MVA s'obtient en additionnant son courant primaire au courant tertiaire ramené du côté primaire (convention de la figure 3.1). Si l'on combine les équations 4.6 et 4.7 pour trouver



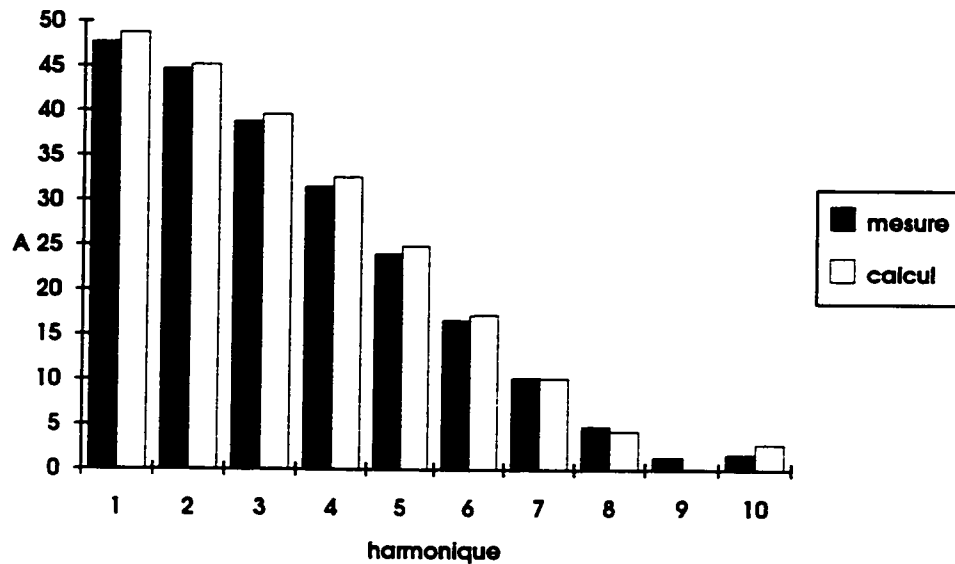
l'expression du courant de magnétisation du transformateur de 550 MVA, on obtient l'équation 4.16 suivante:

$$I_{\text{mag2}} = I_{p2} + \frac{I_3}{m} = \frac{I_{cc}}{m} + \sum_{n=1}^N \left[ \frac{I_{n3}}{m} \cos n(\omega t) + I_{np2} \cos n(\omega t - \pi) \right]. \quad 4.16$$

On peut démontrer à partir de cette équation que les harmoniques pairs des courants  $I_{p1}$  et  $I_3/m$  s'additionnent en module et les harmoniques impairs de ces courants se soustraient en module pour donner le courant de magnétisation du transformateur de 550 MVA.

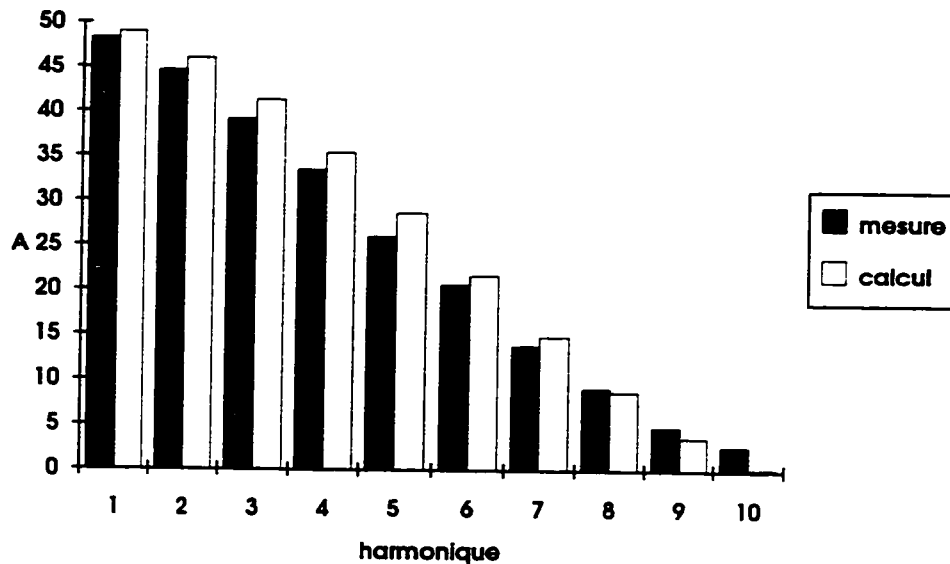
Le tableau 4.2 présentait les harmoniques des courants mesurés au laboratoire. Les valeurs des harmoniques des courants de magnétisation des transformateurs de 370 MVA et de 550 MVA peuvent donc être évaluées à partir des harmoniques des courants primaires et du courant tertiaire.

La figure 4.24 présente les dix premiers harmoniques du courant de magnétisation du transformateur de 370 MVA en présence de 25 A de courant continu tels que calculés à l'aide des équations 2.1, 2.2 et 2.3 en comparaison avec les valeurs calculées à partir des mesures faites au laboratoire des courants primaires et du courant tertiaire (tableau 4.2).



**Figure 4.24** Comparaison entre les harmoniques calculés et les harmoniques mesurés du courant de magnétisation (A) du transformateur de 370 MVA en présence de 25 A de courant continu.

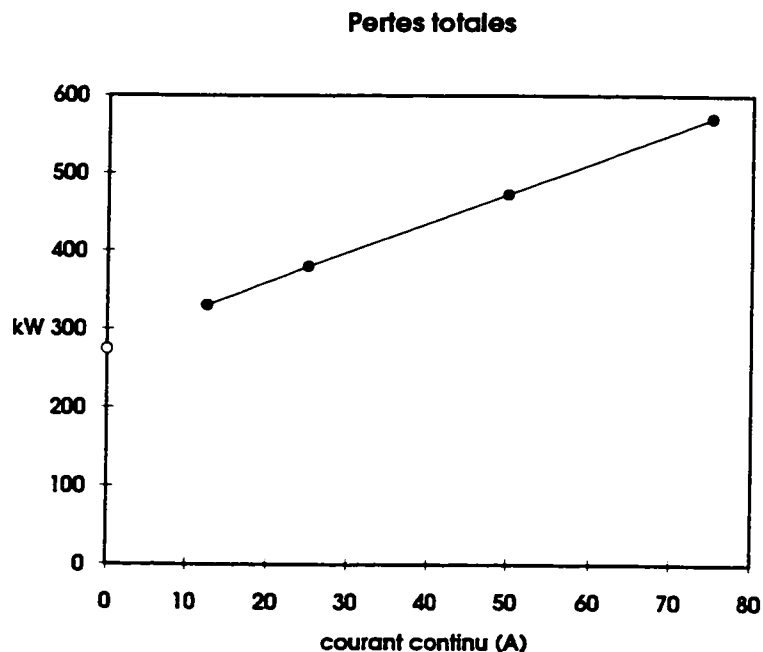
On constate ici la bonne correspondance entre les valeurs calculées et mesurées des harmoniques du courant de magnétisation du transformateur. Cette vérification permet de valider les équations existantes de calcul des harmoniques du courant de magnétisation des transformateurs monophasés saturés par le courant continu (Bolduc et Aubin, 1978). Les valeurs calculées sont supérieures aux valeurs mesurées parce que le modèle de calcul utilise une courbe de saturation à deux pentes qui cause une non linéarité plus abrupte (Bolduc et Aubin, 1978). La figure 4.25 présente les dix premiers harmoniques du courant de magnétisation du transformateur de 550 MVA en présence de 25 A de courant continu tels que calculés à l'aide des équations 2.1, 2.2 et 2.3 en comparaison avec les valeurs calculées à partir des mesures faites au laboratoire des courants primaires et du courant tertiaire (tableau 4.2).



**Figure 4.25** Comparaison entre les harmoniques calculés et les harmoniques mesurés du courant de magnétisation (A) du transformateur de 550 MVA en présence de 25 A de courant continu.

#### 4.12 Bilan des pertes des transformateurs

La multiplication temporelle du courant total par la tension a été effectuée pour en calculer numériquement la valeur moyenne et obtenir alors la puissance totale fournie par la source. Le courant total est mesuré à l'aide d'une résistance de précision série ce qui donne un bon résultat quant à l'amplitude et à la phase du courant mesuré; la phase est un facteur très important pour le calcul de la puissance car le courant est surtout inductif. La figure 4.26 illustre la relation entre la puissance totale et le niveau de courant continu.



**Figure 4.26** Relation entre la puissance totale mesurée (kW) et le courant continu injecté (A).

Les pertes à vide des transformateurs sont respectivement de 72 kW et de 202 kW ce qui fait une somme des pertes à vide de l'ordre de 274 kW. Ce point d'origine est indiqué par un cercle blanc sur la figure 4.26. On remarque donc que les pertes totales augmentent de façon linéaire à partir de 274 kW à vide jusqu'à 571 kW en présence de 75 A de courant continu. Les pertes dans un transformateur sont de trois types: les pertes dans le noyau, les pertes dans les enroulements et finalement les pertes vagabondes qui sont occasionnées par des courants de Foucault dans les diverses ferrures du transformateur et les bobinages.

#### 4.12.1 Influence du courant continu sur les pertes dans le noyau

Les pertes dans le noyau du transformateur sont de deux types: les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Les pertes par hystérésis sont reliées directement

à l'énergie requise pour réorienter à chaque alternance les dipôles magnétiques (domaines). Cette énergie est proportionnelle à l'aire délimitée par le cycle d'hystérésis. En cas de surexcitation en alternatif, cette surface augmente car les pertes à vide augmentent. Par contre, en cas de polarisation par courant continu d'un transformateur opérant déjà assez près de la saturation en régime nominal, le cycle d'hystérésis se déplace le long de la courbe de magnétisation et forme une boucle mineure dont la surface n'augmente plus significativement pour des courants continus élevés. Les résultats expérimentaux de la section 4.5.2 ont démontré que l'augmentation des pertes dans le noyau par rapport à une excitation à vide et sans injection de courant continu est de 10% pour l'injection de 12,5 A de courant continu et elle se limite à 30% pour les niveaux supérieurs avec un accroissement qui diminue avec le niveau de courant continu. L'augmentation des pertes dans le noyau du transformateur de 370 MVA se limite à 22 kW comparativement à une augmentation de 61 kW pour le transformateur de 550 MVA. Les pertes par courants de Foucault dans le noyau dépendent de la densité de flux (Bouchard et Olivier, 1996). Cette densité de flux est proportionnelle à l'amplitude de la tension appliquée sur le primaire du transformateur. Si cette tension est maintenue constante et sinusoïdale, comme c'est le cas en pratique, les pertes par courants de Foucault dans le noyau demeurent constantes.

#### **4.12.2 Influence du courant continu sur les pertes par effet Joule**

##### **4.12.2.1 Cas général**

Les pertes dans les enroulements égales au produit  $RI^2$  augmentent en présence de courant continu. La présence de courant continu entraîne une augmentation importante

du courant de magnétisation qui s'additionne en quadrature au courant de charge. L'étude des harmoniques du courant de magnétisation d'un transformateur saturé en présence de courant continu nous apprend que le courant efficace de magnétisation est égal à environ 2,8 fois le courant moyen circulant dans l'enroulement du transformateur. On peut supposer un cas extrême où par exemple le courant continu serait égal à 10% du courant nominal de charge d'un transformateur. En supposant un courant de charge résistif, le courant efficace circulant dans l'enroulement primaire serait alors donné par:

$$I_{rms} = \sqrt{I_{nom}^2 + I_{mag}^2} \quad 4.17$$

Le courant de magnétisation efficace est lui-même obtenu à l'aide de sa composition harmonique et de sa composante continue (Bouchard et Olivier, 1996):

$$I_{mag} = \sqrt{I_{cc}^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots I_n^2} \quad 4.18$$

Mais comme le courant de magnétisation efficace est approximativement égal à 2,8 fois le courant moyen et que l'on suppose le courant continu égal à 10% du courant nominal de charge, on peut écrire:

$$I_{rms} = \sqrt{I_{nom}^2 + (0,28I_{nom})^2} \quad 4.19$$

$$I_{rms} = 1,04I_{nom} \quad 4.20$$

Cette surcharge de courant est très aisément tolérable pour les transformateurs de grande puissance (voir échauffement des transformateurs section 4.5.3). Pour ce qui est de

l'augmentation des pertes, il faut tenir compte de l'effet pelliculaire. Les pertes peuvent être évaluées de la façon suivante:

$$P_{cu} = R_{cc}I_{cc}^2 + R_1I_1^2 + R_2I_2^2 + R_3I_3^2 + \dots R_nI_n^2 \quad 4.21$$

où les  $R_n$  représentent les résistances équivalentes aux fréquences harmoniques en considérant l'effet pelliculaire.

#### 4.12.2.2 Cas des transformateurs sous essais

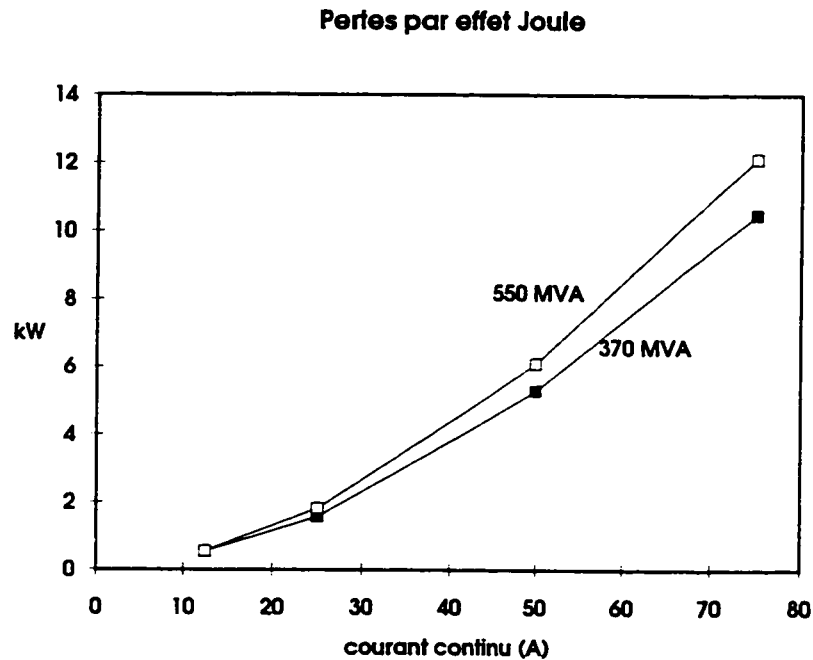
Les pertes par effet Joule sont proportionnelles à la valeur efficace du courant si l'on néglige l'effet pelliculaire. Les pertes supplémentaires dues aux harmoniques font l'objet de la section 4.12.3.

Le produit  $RI_{eff}^2$  permet de déterminer les pertes par effet Joule. Pour trouver les pertes dissipées dans les enroulements par effet Joule, il faut connaître le courant efficace qui circule dans l'enroulement. Dans le cas des transformateurs sous essais, le courant efficace de magnétisation peut être calculé à l'aide de la formule 2.4. On détermine d'abord la valeur de l'angle de saturation  $\alpha$  par itérations à partir du rapport entre la valeur crête et la valeur moyenne du courant de magnétisation appliqué dans la formule 2.1. Le tableau 4.4 regroupe les résultats du calcul des courants de magnétisation efficaces. Les courants de magnétisation crêtes sont indiqués en fonction du niveau de courant continu. Les angles  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  qui représentent les angles de calculs pour l'équation 2.4 sont également indiqués.

Tableau 4.4 Courants de magnétisation efficaces calculés

$I_{cc}$ (A)	$I_{mag1}$ ( $A_{crête}$ )	$I_{mag2}$ ( $A_{crête}$ )	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$I_{mag1}$ ( $A_{eff}$ )	$I_{mag2}$ ( $A_{eff}$ )
12,5	150	155	22,5°	21,8°	39	39,4
25	235	260	28,8°	26°	67	72
50	380	435	35,7°	31,2°	123	132
75	500	580	40,6°	35,2°	173	186

La figure 4.27 présente les résultats du calcul des pertes dans les enroulements des deux transformateurs. La résistance utilisée pour le calcul est de  $0,35 \Omega$ . On remarque que les pertes ne dépassent pas 12,1 kW dans le transformateur de 550 MVA et 10,5 kW dans le transformateur de 370 MVA pour un courant continu de l'ordre de 75 A cc.



**Figure 4.27** Relation entre les pertes Joule dans les enroulements (kW) et l'intensité du courant continu (A).



#### 4.12.3 Influence des harmoniques sur les pertes dans les enroulements

Des travaux antérieurs réalisés à l'IREQ (Bolduc et Aubin, 1981) concernant la mesure des pertes en fonction de la fréquence dans des transformateurs à enroulements superposés concentriques tels que ceux utilisés ici (avec un enroulement alimenté et l'autre en court-circuit) ont démontré que la résistance apparente représentant les pertes vagabondes à 400 Hz se situe entre  $8 \Omega$  et  $15 \Omega$  et que cette résistance est une fonction de la fréquence avec un exposant compris entre 1,3 et 1,7. Dans le cas de l'injection de courant continu présenté actuellement, il n'y a pas d'enroulement en court-circuit et le flux n'est pas forcé de circuler entre les enroulements. Cependant, on peut présumer que lorsque le courant harmonique circule dans un seul enroulement il va produire un effet similaire. Un calcul approximatif avec un exposant égal à 1,5 et une résistance de  $8 \Omega$  à 400 Hz donne les valeurs des résistances apparentes décrites au tableau 4.5. Les valeurs efficaces des harmoniques des courants de magnétisation des transformateurs ont été calculées à l'aide des équations 2.1, 2.2 et 2.3. Les rapports  $I_{\max}/I_{\text{moy}}$  des courants de magnétisation des transformateurs pour le cas d'injection de 75 A de courant continu ont été tirés du tableau 4.4. Les pertes sont obtenues en faisant la somme du produit  $RI^2$  pour les deux courants efficaces de magnétisation à chaque valeur de fréquence.

**Tableau 4.5** Résistances apparentes et pertes vagabondes possibles dans les enroulements.

f (Hz)	$R_f (\Omega)$	$I_{nmag1} (A_{eff})$	$I_{nmag2} (A_{eff})$	Pertes (kW)
60	0,5	101	102	10,3
120	1,3	86	91	20,5
180	2,4	66	74	23,6
240	3,7	43	55	17,8
300	5,2	21	35	8,6
360	6,8	5	17	2,2
420	8,6	-5	4	0,3
480	10,5	-9	5	1,1
540	12,5	-8	9	1,6
600	14,7	-4	8	1,2

Au total, les pertes estimées dues aux courants harmoniques sont de 87 kW lors de l'injection de 75 A de courant continu dans les deux transformateurs.

#### 4.12.4 Pertes vagabondes

On peut maintenant compléter le bilan des pertes dans les transformateurs sous essais mis en présence de courant continu. Les pertes vagabondes des transformateurs sont les plus difficiles à évaluer car les courants de Foucault générés ne sont pas localisés à des endroits précis mais peuvent se disperser à divers endroits dans les transformateurs. La formule 4.22 permet d'évaluer les pertes vagabondes des transformateurs à partir des pertes totales mesurées, des pertes Joule dans les enroulements et des pertes dans le noyau:

$$P_{vag} = P_{tot} - P_J - P_{fer} \quad 4.22$$

On peut estimer la variation des pertes dans les enroulements due à l'augmentation du courant alternatif de magnétisation résultant de la saturation du noyau en négligeant l'effet pelliculaire. Les pertes dans les enroulements des transformateurs sont d'environ 23 kW pour les deux transformateurs à 75 ampères de courant continu injecté (figure 4.27). Par ailleurs, les essais ont démontré que l'augmentation des pertes dans le noyau se limite à environ 30%. Les pertes à vide à tension nominale sont de 72 kW pour le transformateur de 370 MVA et de 202 kW pour le transformateur de 550 MVA. Si par exemple on prend la valeur maximale de l'augmentation des pertes dans le noyau, on obtient des pertes ne dépassant pas 94 kW pour le transformateur de 370 MVA et 263 kW pour le transformateur de 550 MVA. Les pertes totales des deux transformateurs à 75 A de courant continu injecté sont de 571 kW (figure 4.26). Si l'on soustrait de cette valeur les pertes totales dans les noyaux de 367 kW et les pertes Joule dans les enroulements des transformateurs de 23 kW, on obtient des pertes vagabondes maximales de 180 kW pour les deux transformateurs à 75 ampères de courant continu injecté. De cette valeur, on peut retrancher la somme des valeurs des pertes possibles dans les enroulements dues aux harmoniques du courant (87 kW). Les pertes vagabondes générées dans les pièces de structures sont donc approximativement de 93 kW à 75 A de courant continu injecté.

#### 4.13 Conclusion

En résumé, le noyau ne s'échauffe pratiquement pas en présence de courant continu car l'échauffement demeure inférieur à celui produit par une surexcitation à 1,95 T. La principale pièce susceptible de s'échauffer rapidement et significativement est la barre de traction fabriquée en acier magnétique. Le centre du couvercle de la cuve montre aussi

un échauffement appréciable pour les courants continus élevés, mais la constante de temps de son échauffement est beaucoup plus importante que pour les barres de traction. Malheureusement, on ne connaît pas la température atteinte par le point central de la barre de traction, point qui a déjà été mesuré comme le point le plus chaud lors d'essais antérieurs d'injection de courant continu dans des transformateurs du même type (Takasu, Oshi, Miyawaki, Saito et Fujiwara, 1993). Les chapitres V et VI traitent spécifiquement de l'échauffement de ces barres de traction.

## **CHAPITRE V**

### **ESSAIS SUR DES TRANSFORMATEURS DE 100 KVA**

#### **5.1 Introduction**

Les essais sur les transformateurs de grande puissance ont permis de constater que l'échauffement maximal mesuré se trouve localisé sur les barres de traction. Une attention particulière a été portée à l'échauffement de ces barres de traction sur des transformateurs de puissance nominale 100 kVA et de tension 600 V à 240 V. L'objectif de ces essais est de mieux comprendre l'échauffement des barres de traction des transformateurs de type à colonnes lorsqu'ils sont soumis au courant continu.

Pour atteindre cet objectif, on traite des conditions d'essais (section 5.2) et de l'étude de l'échauffement des barres de traction (section 5.3). On présente, dans le cadre de cette étude, les équations de base de l'échauffement, les pertes locales générées dans les barres de traction, l'évaluation du coefficient de transfert de chaleur, l'élévation de température finale par rapport au noyau et le comportement en échauffement d'une barre de traction d'acier non magnétique.

#### **5.2 Conditions d'essais**

La méthode d'essais d'injection de courant continu utilisée est la même que celle présentée au chapitre III où l'on peut retrouver le circuit d'essais. Le courant continu est injecté du côté 240 V des transformateurs. Les transformateurs sont alimentés à leur prise 575 V du côté alternatif par un variac 0-600 V. Le courant alternatif doit être limité à 225 A efficaces pour respecter la capacité nominale du variac ce qui a fait en

sorte que le courant continu maximum a été limité à 170 A du côté 240 V. Une inductance série est ajoutée dans la boucle des secondaires reliés en série inverse. Sa valeur est suffisamment importante pour éliminer les ondulations du courant continu injecté.

Les transformateurs de 100 kVA utilisés ne sont pas construits avec des barres de traction placées à l'intérieur des enroulements. Il a donc été choisi d'ajouter deux barres de traction à l'intérieur des enroulements sur un transformateur à noyau laminé de façon à simuler la structure des gros transformateurs. Par ailleurs, ce transformateur possède des presse-culasse dont l'épaisseur n'est que de 3 mm avec une structure repliée pour offrir un bon support mécanique. Ce transformateur est de marque Acme/Polygon et a été fabriqué par Acme Division-Polygon Services Limited en 1953. Il a une impédance de 2,8 % et ses deux colonnes sont bobinées. L'enroulement 240 V possède 36 tours. La section des barres de traction ajoutées est de 6 mm par 50 mm comparativement à 12 mm par 75 mm pour les barres de traction du transformateur de 370 MVA. L'intensité des pertes locales générées pour un même champ magnétique est donc différente. Les barres de traction ajoutées ne sont pas à l'échelle car en fait il ne s'agit pas d'un essai de mise à l'échelle.

Des thermocouples ont été installés sur les barres de traction (7 par barre), du point milieu jusqu'à l'extrémité supérieure. Les thermocouples ont été insérés à l'intérieur des barres par des trous percés à cet effet sur la surface latérale. Un thermocouple a été installé pour mesurer le centre du noyau sur la culasse supérieure de manière à obtenir une valeur de référence sur la température de l'environnement des barres de traction. Des thermocouples ont été installés sur les presse-culasse.

Le transformateur étudié a été fabriqué pour un fonctionnement dans l'air. De manière à mieux comprendre le phénomène de refroidissement des pièces des transformateurs de grande puissance par l'huile, les essais d'injection de courant continu ont été effectués avec le transformateur dans l'air mais aussi dans une cuve remplie d'huile. Pour simuler une situation réelle de fonctionnement d'un transformateur en charge, la température de l'huile a été élevée à 90°C par des éléments chauffants avant la tenue d'un essai d'injection de courant continu.

### 5.3 Étude de l'échauffement des barres de traction

Des courbes d'échauffement des barres de traction, il est intéressant de retirer deux valeurs: la pente initiale et l'élévation de température finale. La température du point central des barres de traction s'élève rapidement jusqu'à 200°C pour des essais d'injection de plus de 100 A continus. Il a été choisi d'arrêter les essais quand la température maximale excédait 200°C. Pour évaluer l'élévation de température finale, une méthode d'approximation a été utilisée.

#### 5.3.1 Équations de base de l'échauffement

On peut démontrer que la variation de température d'une pièce est régie par l'équation différentielle 5.1 (Pasco, Norton et Nilsson, 1985):

$$c\Delta m \frac{dT}{dt} + h\Delta S(T - T_{\text{env}}) = \lambda \Delta m \quad 5.1$$

où  $c$  est la chaleur spécifique du matériau ( $\text{J}\cdot\text{kg}^{-1}\cdot^\circ\text{C}^{-1}$ ),  $h$  est le coefficient de transfert de chaleur avec le milieu environnant ( $\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot^\circ\text{C}^{-1}$ ) et  $\lambda$  représente les pertes locales

générées dans la pièce (W/kg). Les éléments de masse ( $\Delta m$ ) et de surface ( $\Delta S$ ) définissent la masse de la pièce et la surface de contact avec le milieu environnant. On suppose que la température est uniforme à l'intérieur du domaine de calcul. La capacité thermique est égale à la chaleur spécifique multipliée par la masse.

La solution de cette équation différentielle est donnée par la fonction temporelle 5.2:

$$T(t) = \left( \frac{\lambda \Delta m}{h \Delta S} + T_{\text{env}} \right) \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + T(0) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad 5.2$$

où  $T(0)$  est la température initiale de la pièce et  $\tau$  est la constante de temps de la fonction exponentielle. La valeur de la constante de temps est donnée par:

$$\tau = \frac{c \Delta m}{h \Delta S} \quad 5.3$$

La solution de l'équation différentielle a été obtenue à l'aide de la méthode de la transformée de Laplace. La transformée de Laplace de l'équation 5.1 est:

$$c(\Delta m)sT(s) - c\Delta mT(0) + h(\Delta S)T(s) - \frac{h(\Delta S)T_{\text{env}}}{s} = \frac{\lambda \Delta m}{s} \quad 5.4$$

où  $s$  est l'opérateur de Laplace (ne pas confondre avec  $\Delta S$ , l'élément de surface).

L'équation 5.5 est équivalente à l'équation 5.4 avec réarrangement des termes.

$$T(s)[c(\Delta m)s + h(\Delta S)] = c\Delta mT(0) + \frac{h(\Delta S)T_{\text{env}} + \lambda \Delta m}{s} \quad 5.5$$

Si l'on isole  $T(s)$ , on obtient l'équation 5.6.



$$T(s) = \frac{c(\Delta m)T(0)}{c(\Delta m)s + h(\Delta S)} + \frac{h(\Delta S)T_{\text{env}} + \lambda(\Delta m)}{s(c(\Delta m)s + h(\Delta S))} \quad 5.6$$

L'équation 5.7 est équivalente à l'équation 5.6 avec réarrangement des termes pour permettre la transformée inverse.

$$T(s) = \frac{T(0)}{s + \frac{h(\Delta S)}{c(\Delta m)}} + \frac{\frac{h(\Delta S)T_{\text{env}}}{c(\Delta m)} + \frac{\lambda}{c}}{s(s + \frac{h(\Delta S)}{c(\Delta m)})} \quad 5.7$$

L'équation 5.8 identifie les constantes A et B du développement en fractions partielles:

$$T(s) = \frac{A}{s} + \frac{B}{s + \frac{h(\Delta S)}{c(\Delta m)}} + \frac{T(0)}{s + \frac{h(\Delta S)}{c(\Delta m)}}. \quad 5.8$$

La forme de la solution est comme dans l'équation 5.9.

$$T(t) = A + Be^{\frac{-t}{\tau}} + T(0)e^{\frac{-t}{\tau}} \quad 5.9$$

La valeur de la constante de temps est donnée par l'expression suivante:

$$\tau = \frac{c(\Delta m)}{h(\Delta S)}. \quad 5.10$$

Les termes A et B du développement en fractions partielles sont définis par les équations 5.11 et 5.12.

$$A = \frac{\frac{h(\Delta S)T_{env} + \frac{\lambda}{c}}{c(\Delta m)}}{\frac{h(\Delta S)}{c(\Delta m)}} = T_{env} + \frac{\lambda(\Delta m)}{h(\Delta S)} \quad 5.11$$

$$B = \frac{\frac{h(\Delta S)T_{env} + \frac{\lambda}{c}}{-\frac{h(\Delta S)}{c(\Delta m)}}}{-\frac{h(\Delta S)}{c(\Delta m)}} = -(T_{env} + \frac{\lambda(\Delta m)}{h(\Delta S)}) \quad 5.12$$

Finalement, si l'on substitue les expressions de A et B dans l'équation 5.9, on obtient la solution de l'équation différentielle:

$$\therefore T(t) = (\frac{\lambda(\Delta m)}{h(\Delta S)} + T_{env})(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + T(0)e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad 5.13$$

On retrouve alors l'équation 5.2 présentée précédemment.

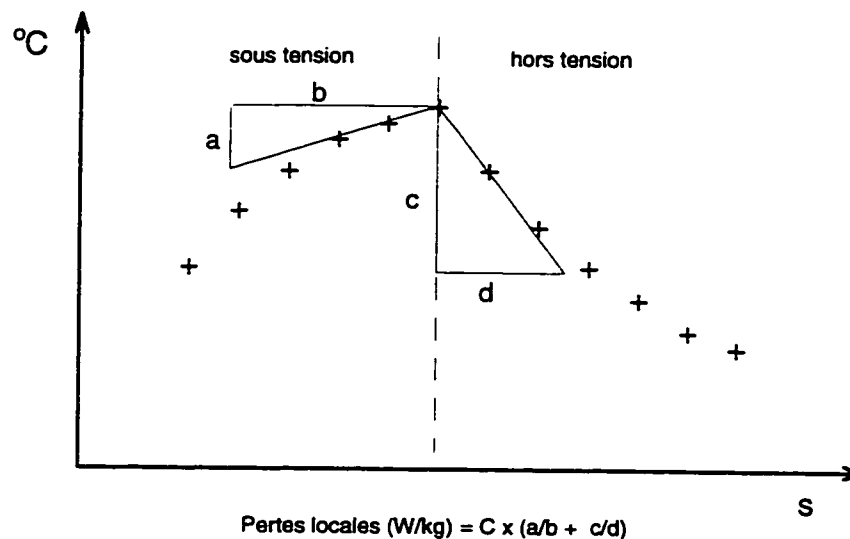
On peut étudier la décroissance de température pour déterminer les pertes locales générées. En effet, si l'on applique l'équation 5.1 au phénomène de décroissance de température, on pose alors  $\lambda$  égal à 0 et on obtient:

$$c\Delta m \frac{dT}{dt} + h\Delta S(T - T_{env}) = 0 \quad 5.14$$

Si l'on reprend l'équation 5.1 qui décrit l'échauffement pour la croissance de température et que l'on soustrait l'effet de la décroissance de température, on obtient une expression de la puissance générée en un point:

$$\lambda = c(\frac{dT}{dt} \text{ croissance} - \frac{dT}{dt} \text{ décroissance}) \quad 5.15$$

Cette formule qui permet de calculer les pertes locales d'une région de la barre est valide si l'on fait le calcul pour un volume beaucoup plus petit que le volume total de la pièce. La figure 5.1 illustre la méthode de calcul.



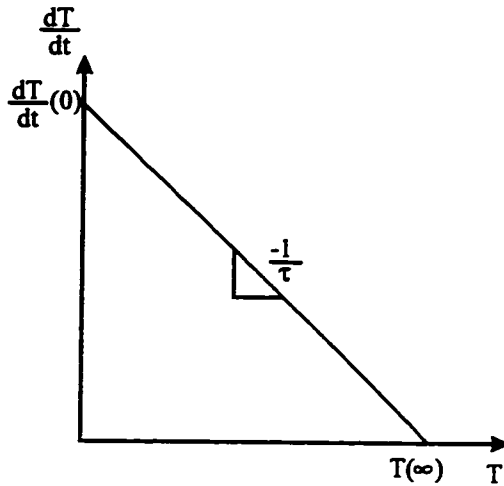
**Figure 5.1** Méthode graphique d'évaluation des pertes locales générées.

Notons que par la formule 5.15 on peut conclure que la pente initiale est proportionnelle à la puissance générée si la température avant le début de l'essai est stabilisée ( $\frac{dT}{dt}$  décroissance nulle).

### 5.3.2 Représentation spéciale des courbes d'échauffement

On démontre dans cette section que si l'on trace la dérivée d'une fonction exponentielle de la forme de l'expression 5.16 en fonction de la valeur de celle-ci, on obtient une droite dont les paramètres sont décrits à la figure 5.2.

$$T(t) = T(\infty)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad 5.16$$



**Figure 5.2** Dérivée d'une fonction exponentielle en fonction de sa valeur.

En effet, la dérivée de la fonction exponentielle de l'expression 5.16 est donnée par l'équation 5.17 suivante:

$$\frac{dT}{dt}(t) = \frac{T(\infty)}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad 5.17$$

Si l'on isole l'exponentielle de l'équation précédente et que l'on remplace sa valeur dans l'équation 5.16, on obtient après transformations l'équation 5.18 de la dérivée de l'équation 5.16 en fonction de sa valeur.

$$\frac{dT}{dt}(t) = \frac{T(\infty)}{\tau} - \frac{T(t)}{\tau} \quad 5.18$$

Cette fonction est l'équation d'une droite de pente  $-1/\tau$ , d'ordonnée à l'origine  $T(\infty)/\tau$  et d'abscisse à l'origine  $T(\infty)$ . L'ordonnée à l'origine  $T(\infty)/\tau$  représente également la dérivée à l'origine de la fonction de l'équation 5.16 telle que calculée avec l'équation 5.17. Tous ces paramètres sont illustrés graphiquement à la figure 5.2.

Cette méthode de présentation a été utilisée pour les résultats d'échauffement dans l'air et dans l'huile. La fonction exponentielle de température utilisée est une variation par rapport à la température du noyau qui représente approximativement la température de l'environnement de la barre de traction. On exprime cette variation de température par l'équation 5.19 dérivée de la formule 5.2 en posant la température initiale de la barre égale à la température de son environnement notée  $T_{env}$ .

$$T(t) - T_{env} = \frac{\lambda \Delta m}{h \Delta S} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad 5.19$$

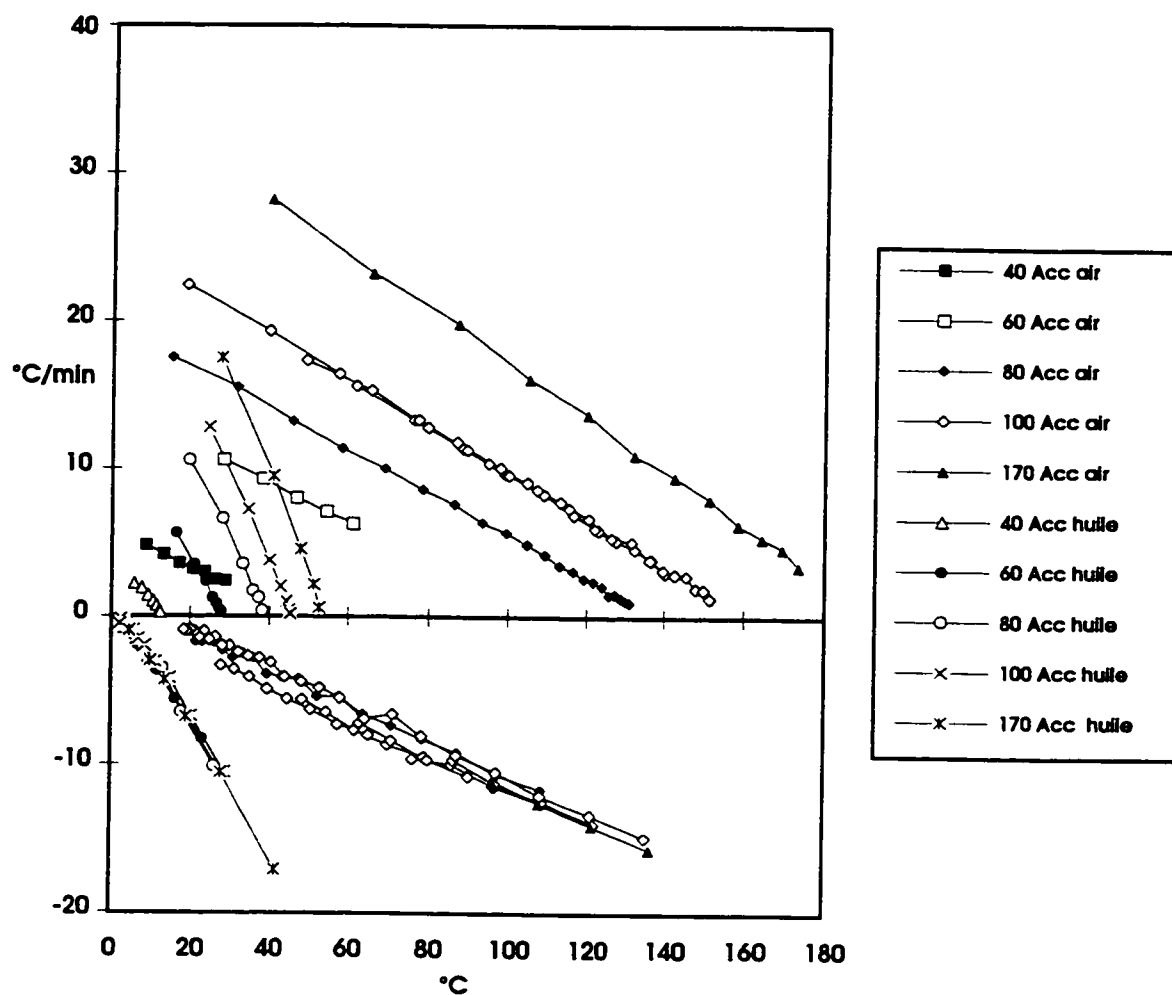
L'équation 5.20 redonne l'expression de la constante de temps de la formule 5.19.

$$\tau = \frac{c \Delta m}{h \Delta S} \quad 5.20$$

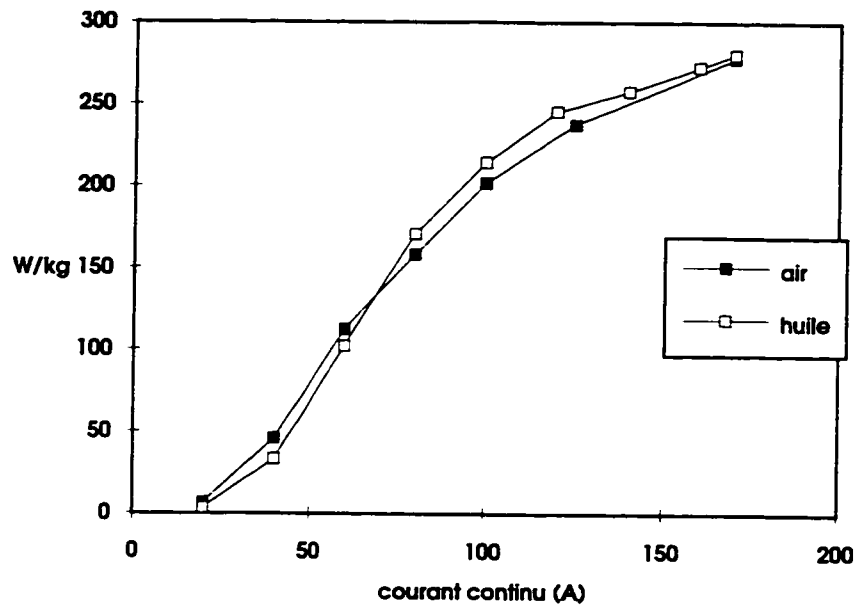
Les portions d'exponentielle des courbes d'échauffement mesurées forment des droites qui peuvent être facilement extrapolées jusqu'aux axes des abscisses et des ordonnées. Les intersections de ces droites avec les axes donnent les valeurs du taux de variation initial de température (vertical) et de la variation de température finale (horizontal). La valeur absolue de la pente de ces droites est l'inverse de la constante de temps des exponentielles, la constante de temps étant définie à partir de la chaleur spécifique et du coefficient de transfert de chaleur (équation 5.20). Le taux de variation initial de température est proportionnel à la puissance générée au point de mesure, le facteur de proportionnalité étant la chaleur spécifique du matériau (équation 5.15).

### 5.3.3 Pertes locales générées ( $\lambda$ ) dans les barres de traction

La figure 5.3 présente quelques résultats de comparaison entre les essais dans l'huile et les essais dans l'air. Les points tracés présentent la croissance (taux positifs) et la décroissance (taux négatifs) de la température du point central de la barre de traction. Ce point a été mesuré comme étant le point le plus chaud lors des essais d'injection de courant continu sur les transformateurs de 100 kVA. On constate sur la figure que les prolongations des droites des essais dans l'air interceptent l'axe des ordonnées aux mêmes endroits (approximativement) que les prolongations des droites correspondantes des essais dans l'huile, la puissance générée étant la même. La figure 5.4 présente la variation des pertes locales générées au point central de la barre de traction en fonction du niveau de courant continu injecté. La valeur des pertes locales générées a été déterminée à partir du taux de variation initial de température (en °C/s) multiplié par la chaleur spécifique de l'acier (473 J/kg°C) pour les essais dans l'air et dans l'huile.



**Figure 5.3** Taux de variation ( $^{\circ}\text{C}/\text{min}$ ) de la température du point central des barres de traction du transformateur de 100 kVA en présence de courant continu en fonction de la valeur de la température mesurée ( $^{\circ}\text{C}$ ).



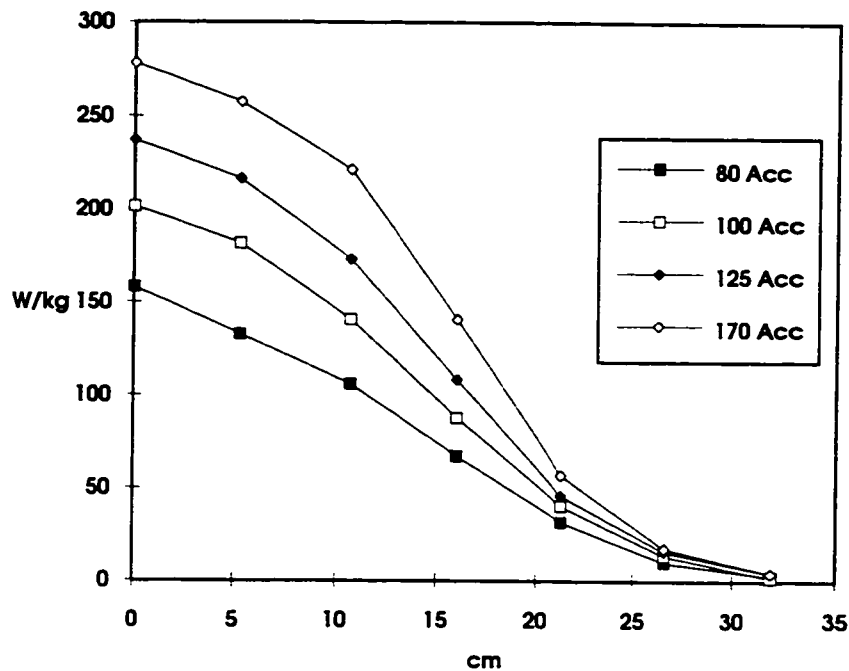
**Figure 5.4** Évolution des pertes locales générées ( $\lambda$  en W/kg) au point central de la barre de traction en fonction de l'intensité du courant continu injecté (A).

Par exemple, pour le cas d'injection de 100 A de courant continu, on peut lire sur le graphique de la figure 5.3 que la prolongation des droites 100 A cc dans l'air et dans l'huile a une intersection sur l'axe vertical à une valeur approximative de 26 °C/min. Si l'on transforme cette valeur en °C/s et que l'on multiplie par 473 J/kg°C, on obtient la valeur de 205 W/kg illustrée sur le graphique de la figure 5.4.

La superposition des résultats dans l'air et dans l'huile permet de vérifier que l'intensité des pertes locales générées dans la barre de traction est bien indépendante du milieu environnant. Par ailleurs, on observe un phénomène de saturation de la courbe des pertes locales générées à partir de 100 A de courant continu injecté. Ce comportement est caractéristique des matériaux magnétiques saturables (Pasco, Norton et Nilsson, 1985).



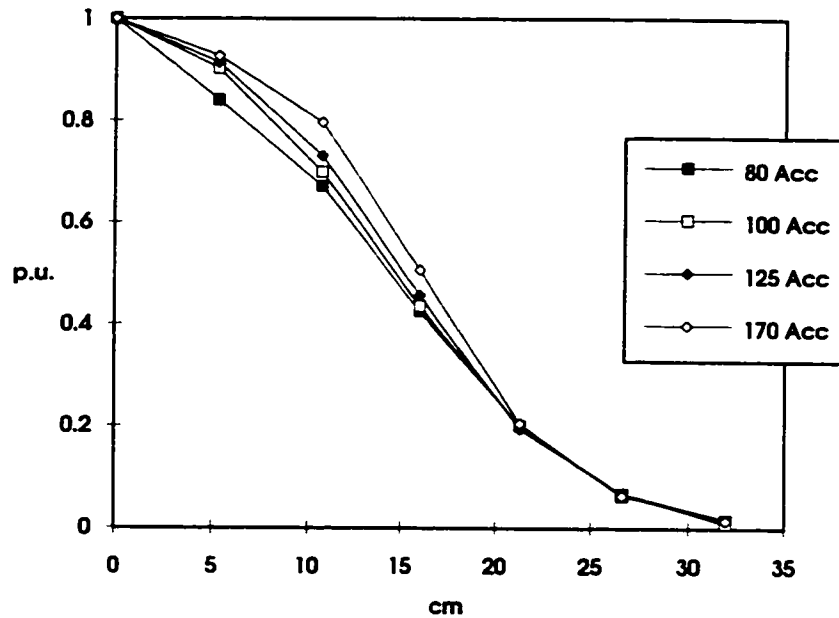
Les pertes locales générées ne sont pas constantes sur toute la longueur de la barre de traction. Les sept thermocouples installés sur la barre de traction ont permis d'évaluer les pertes locales générées en fonction de la distance au point central. La figure 5.5 illustre les résultats pour les essais d'injection de 80 à 170 A de courant continu. La demi-longueur des enroulements est 16,5 cm et celle de la barre de traction est 32 cm.



**Figure 5.5** Pertes locales générées dans la barre de traction (W/kg) en fonction de la distance par rapport au centre (cm).

On remarque que les pertes locales générées dans la barre de traction sont plus importantes au centre que vers les extrémités. Les pertes mesurées à une hauteur correspondant au bout supérieur des enroulements sont réduites à la moitié des pertes au centre de la barre de traction. On note que les pertes illustrées pour une distance nulle par rapport au point central sont effectivement les points correspondants aux pertes au centre de la barre de traction illustrées à la figure 5.4. Le graphique 5.6 présente les mêmes résultats mais chaque courbe a été transformée en utilisant des unités relatives

dont la base de calcul est la valeur maximale des pertes pour chaque courbe. Ainsi, 1 p.u. représente la valeur maximale des pertes pour chaque niveau de courant continu.



**Figure 5.6** Valeurs normalisées des pertes (p.u.) générées dans la barre de traction en fonction de la distance par rapport au centre.

Il est intéressant de remarquer que la distribution des pertes change en fonction du niveau de courant continu injecté. Les pertes maximales demeurent au point central quel que soit le niveau de courant continu mais la puissance est moins localisée au point central pour les courants continus plus élevés.

### 5.3.4 Évaluation du coefficient de transfert de chaleur

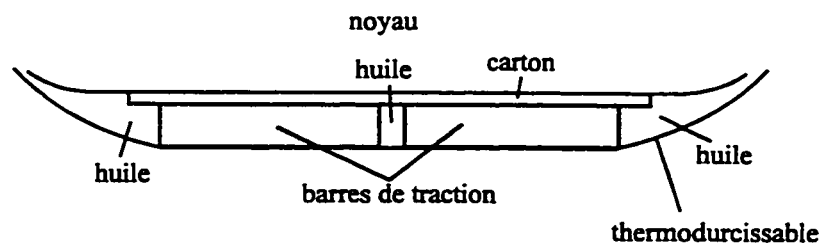
Par ailleurs, on remarque sur la figure 5.3 que les pentes des droites des essais dans l'huile sont plus importantes que les pentes des droites des essais dans l'air. Cette caractéristique indique bien le plus grand coefficient de transfert de chaleur de la barre

dans l'huile comparativement à celui de la barre dans l'air (revoir figure 5.2 et formule 5.3). De plus, les pentes des essais dans l'huile semblent augmenter en valeur absolue en fonction du niveau de courant continu injecté. La valeur absolue des pentes des droites correspond à l'inverse de la constante de temps de l'exponentielle. À partir de l'expression de la constante de temps (formule 5.3), on peut trouver une approximation du coefficient de transfert de chaleur entre la barre et le milieu environnant. On doit d'abord définir un domaine pour lequel la température et les pertes locales générées sont approximativement constantes. Les résultats d'essais ont démontré que la puissance générée est maximale au centre de la barre et décroît au fur et à mesure qu'on s'en éloigne. La puissance générée dépend donc de la localisation sur la barre de traction. On divise alors la barre en éléments de longueur  $\Delta l$  et de section 6 mm par 50 mm. Ainsi, les éléments de volume et de surface sont définis comme suit:

$$\Delta m = 0,006 * 0,05 * \Delta l * \rho \quad 5.21$$

$$\Delta S = 2 * (0,05 + 0,006) \Delta l \quad 5.22$$

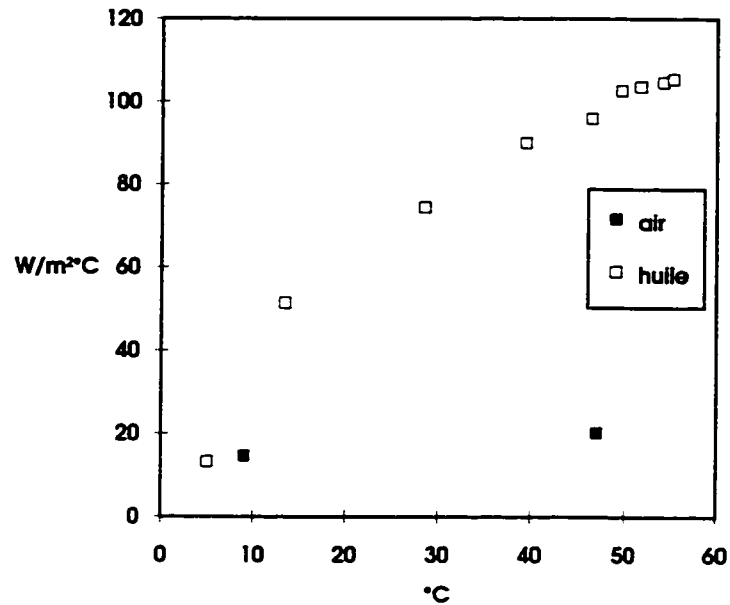
où  $\rho$  représente la masse volumique de l'acier ( $7800 \text{ kg/m}^3$ ). La figure 5.7 situe les barres de traction des transformateurs de grande puissance dans leur environnement.



**Figure 5.7** Localisation des barres de traction des transformateurs de grande puissance, vue de dessus.

L'estimation théorique du coefficient de dissipation a été effectuée en considérant la barre comme étant en contact avec l'huile sur toute sa surface latérale. Le rapport  $\Delta m/\Delta s$  de la barre de traction du transformateur de 100 kVA est de  $20,8 \text{ kg/m}^2$ . Si l'on refait le calcul avec les dimensions de la barre de traction du transformateur de 370 MVA (12 mm par 75 mm), on obtient un rapport de l'ordre de  $40,3 \text{ kg/m}^2$ . Étant donné que les barres de traction du transformateur de 370 MVA et du transformateur de 100 kVA sont fabriquées du même métal, la chaleur spécifique ainsi que le coefficient de transfert de chaleur sont semblables. Selon l'expression 5.5 de la constante de temps, on calcule que la constante de temps de l'échauffement des barres de traction du transformateur de 370 MVA est deux fois plus grande que la constante de temps de l'échauffement des barres de traction du transformateur de 100 kVA. Effectivement, la constante de temps de l'échauffement des barres de traction du transformateur de 370 MVA est de 3,6 minutes pour le cas 25 A de courant continu et la constante de temps de l'échauffement de la barre de traction du transformateur de 100 kVA varie en fonction du niveau de courant continu de 1,56 à 2,2 minutes pour une moyenne d'environ 1,9 minute.

Si l'on applique les valeurs des éléments de masse et de surface dans l'équation 5.3 de la constante de temps, on peut trouver la valeur du coefficient de transfert de chaleur ( $h$ ) à l'aide des pentes des droites de la figure 5.3 associées à un niveau de courant continu. L'intersection de chacune des droites avec l'axe horizontal donne la variation de température finale. On peut alors tracer la courbe suivante du coefficient de transfert de chaleur en fonction de la différence de température entre la barre de traction et le noyau (figure 5.8).

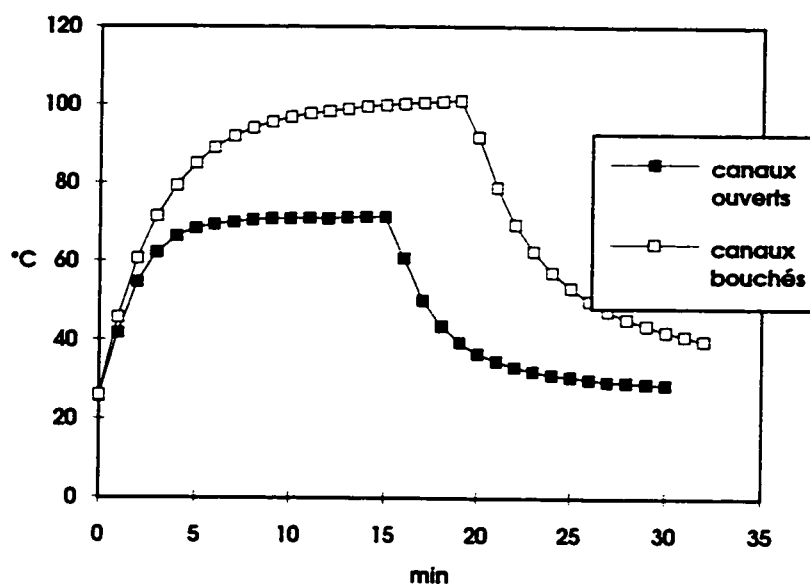


**Figure 5.8** Progression du coefficient de transfert de chaleur ( $h$  en  $\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot^{\circ}\text{C}^{-1}$ ) en fonction de l'élévation de température finale ( $^{\circ}\text{C}$ ).

On remarque donc une augmentation importante du coefficient de transfert de chaleur entre la barre de traction et l'huile en fonction de l'élévation de température finale. Pour sa part, l'augmentation du coefficient de transfert de chaleur entre la barre et l'air est très faible. On attribue ce comportement à la circulation naturelle de l'huile chaude vers le haut. Plus la différence de température entre la barre et l'huile est importante, plus l'huile circule rapidement et plus le coefficient de transfert de chaleur est important. Les résultats de la figure 5.8 montrent que le coefficient de transfert de chaleur de la barre dans l'huile augmente rapidement pour une élévation de température jusqu'à  $45^{\circ}\text{C}$  mais l'augmentation est réduite pour les élévations de température supérieures.

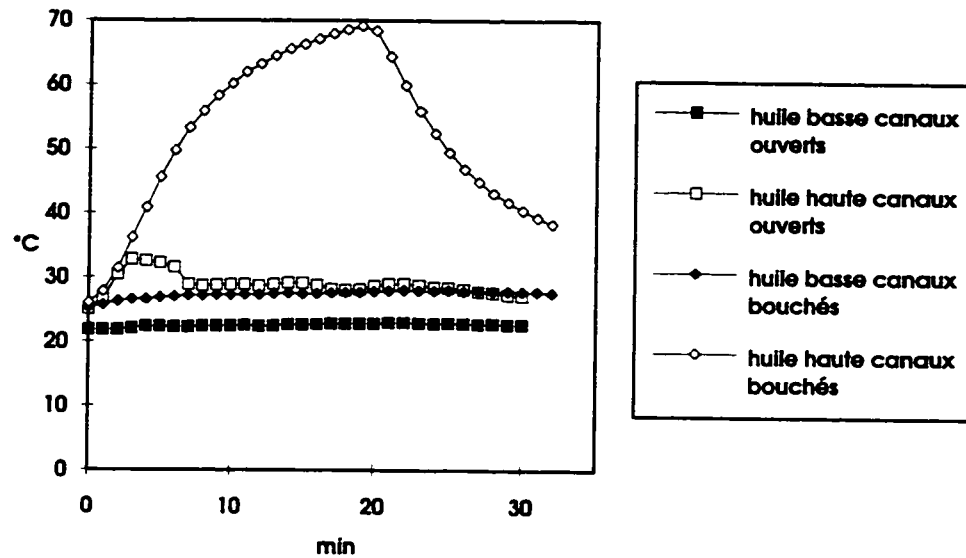
Pour étudier l'effet de la circulation de l'huile sur le refroidissement des barres de traction, un essai comparatif d'injection de 100 A de courant continu a été effectué après que les canaux d'huile des barres de traction aient été bouchés. La figure 5.9 illustre la

comparaison de l'évolution de la température du point central de la barre de traction avec les canaux d'huile ouverts et les canaux d'huile bouchés.



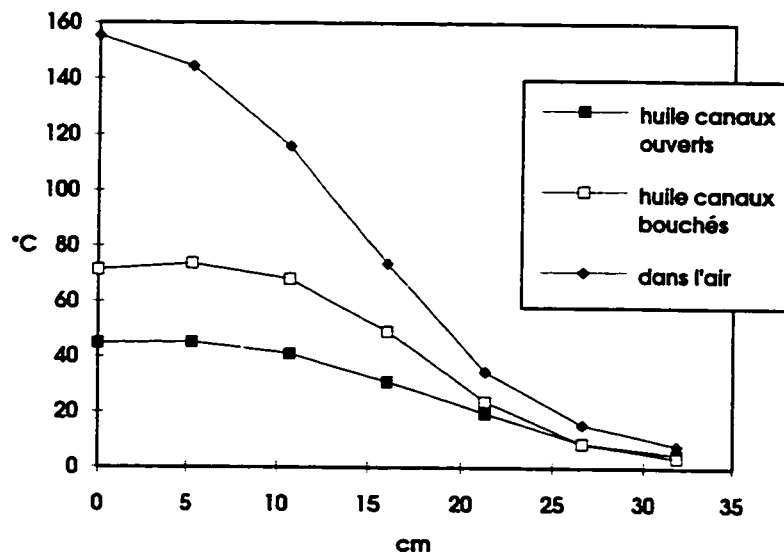
**Figure 5.9** Comparaison de l'échauffement des barres de traction avec les canaux d'huile ouverts et les canaux d'huile bouchés pour une injection de 100 A de courant continu.

Pour ces essais, des thermocouples ont été installés dans les canaux d'huile pour mesurer la température de l'huile dans le haut et dans le bas. La figure 5.10 présente les résultats.



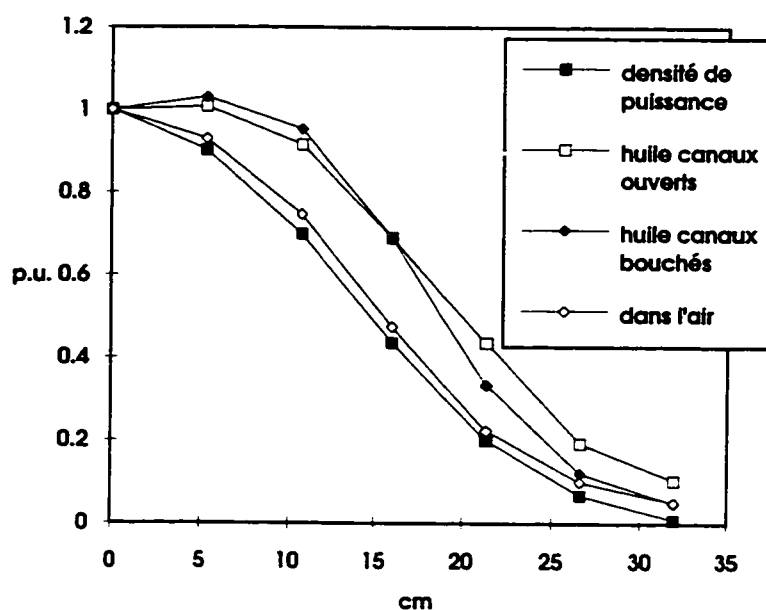
**Figure 5.10** Température de l'huile dans le haut et dans le bas des canaux de refroidissement pour une injection de 100 A de courant continu.

La circulation de l'huile chaude vers le haut change la température de l'environnement du haut de la barre de traction. La figure 5.11 illustre l'élévation de température par rapport au noyau des différents points de la barre de traction.



**Figure 5.11** Élévation de température (°C) de la barre de traction pour trois conditions de refroidissement et 100 A cc injectés en fonction de la distance par rapport au centre (cm).

Le graphique 5.12 regroupe les valeurs normalisées des élévations de température et des pertes locales générées en fonction de la position sur la barre de traction pour ce même essai d'injection de 100 A continu.



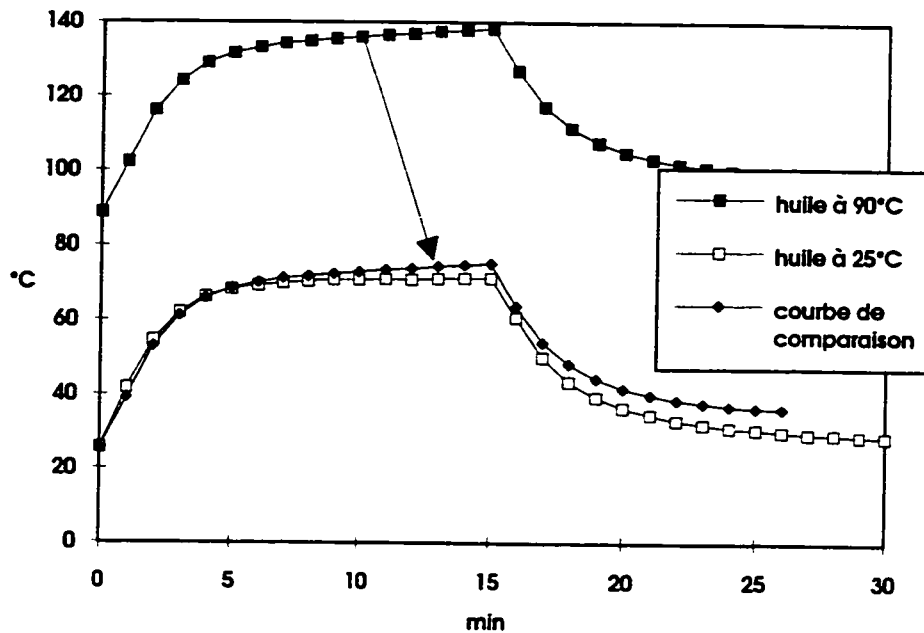
**Figure 5.12** Valeurs normalisées (p.u.) des pertes locales générées dans la barre de traction et de l'élévation de température par rapport au noyau pour trois conditions de refroidissement lors d'une injection de 100 A continu.

La figure 5.12 montre que l'élévation de température de la barre dans l'air suit bien la courbe des pertes locales générées. Dans l'huile par contre, on remarque que l'élévation de température est plus importante dans le haut de la barre de traction pour un même coefficient de transfert de chaleur. La différence vient du fait que l'huile chaude circule vers le haut et change la température de l'environnement qui n'est plus uniforme en fonction de la hauteur.

En régime ONAF, la température de l'huile supérieure du transformateur de 370 MVA atteint 80°C. Un essai d'injection de 100 A continu dans le transformateur de 100 kVA a



été réalisé avec de l'huile préalablement chauffée à 90°C. Les courbes d'échauffement de l'essai à partir de 25°C et de l'essai à partir de 90°C sont illustrées à la figure 5.13. La courbe de comparaison illustrée est la courbe de l'huile à 90°C ramenée à 25°C.

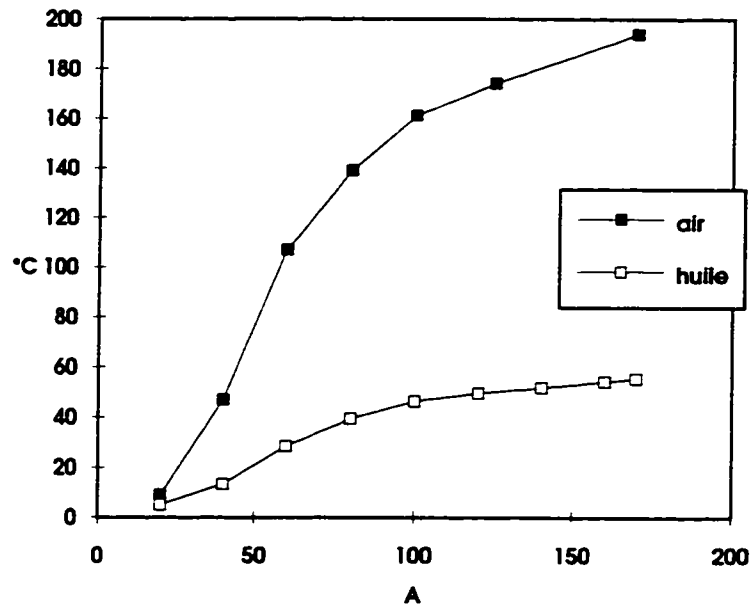


**Figure 5.13** Comparaison de l'échauffement du point central de la barre de traction pour une injection de 100 A de courant continu à partir d'une température de l'huile à 25°C et à 90°C.

On démontre que la température de l'environnement de la barre de traction n'influence pas l'élévation de température pour une même injection de courant continu.

### 5.3.5 Élévation de température finale par rapport au noyau

L'augmentation du coefficient de transfert de chaleur en fonction de la température réduit l'élévation de température de la barre par rapport à son milieu environnant. La figure 5.14 illustre l'élévation de température finale atteinte par le point central de la barre de traction en fonction du niveau de courant continu injecté.



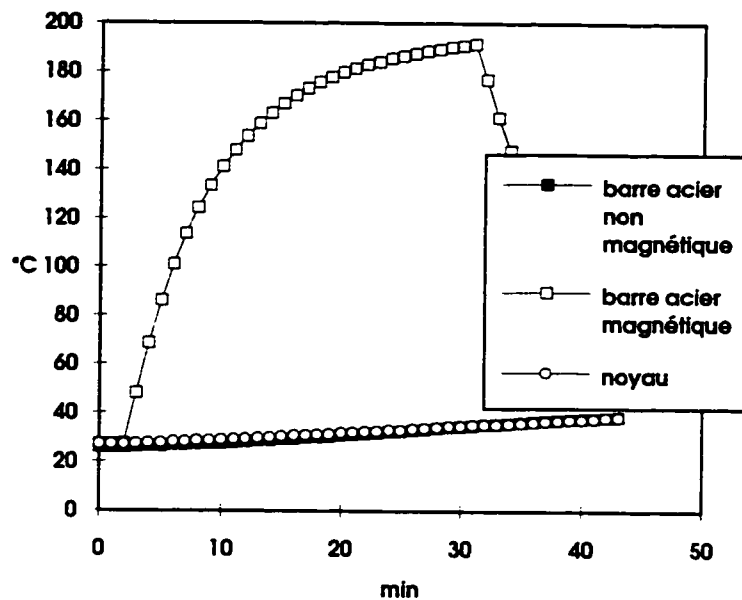
**Figure 5.14** Élévation de température finale de la barre de traction par rapport au noyau (°C) en fonction du niveau de courant continu injecté.

L'élévation de température finale dépend des pertes locales générées ( $\lambda$ ) et du coefficient de transfert de chaleur ( $h$ ). On remarque sur la figure que l'augmentation de l'élévation de température finale en fonction du niveau de courant continu est très faible pour les niveaux de courant continu supérieurs à 100 A, principalement pour les essais dans l'huile.

### 5.3.6 Barre de traction en acier non magnétique

La structure et la position de la barre de traction influence grandement le tracé des lignes de flux. Cette pièce magnétique longue située à l'intérieur des bobinages d'un transformateur constitue un passage très attirant pour les lignes de flux. En effet, le chemin relatif du trajet dans cette pièce est beaucoup plus court que le trajet dans l'air environnant. La barre attire donc un maximum de lignes de flux jusqu'à ce que la totalité de la section soit rempli jusqu'à saturation, alors, la tige n'attire plus les lignes de flux et

se comporte comme un matériau non magnétique. Si cette pièce en matériau magnétique était plutôt construite en matériau non magnétique, les lignes de flux ne seraient plus attirées par le trajet dans la tige de sorte que la pièce deviendrait alors moins susceptible de s'échauffer. La figure 5.15 présente la comparaison de l'échauffement d'une barre de traction en acier non magnétique par rapport à l'échauffement d'une barre de traction en acier magnétique. La température du noyau est également indiquée sur la figure.



**Figure 5.15** Comparaison de l'échauffement d'une barre de traction fabriquée en acier non magnétique par rapport à l'échauffement d'une barre de traction fabriquée en acier magnétique lors de l'injection de 100 A de courant continu.

L'échauffement de la barre de traction fabriquée en acier non magnétique suit celui du noyau, sans échauffement supplémentaire. On confirme donc que la barre d'acier non magnétique n'attire pas les lignes de flux comme le fait la barre d'acier magnétique, ce qui limite les courants de Foucault qui y sont générés. Les transformateurs de grande puissance ne sont pas construits avec des barres d'acier non magnétique parce que la tenue mécanique de l'acier magnétique est supérieure à celle de l'acier non magnétique.

## 5.4 Conclusion

En résumé, les essais sur les transformateurs de 100 kVA démontrent que les pertes maximales générées se trouvent localisées au centre des barres de traction. Ces pertes sont proportionnelles au taux initial de variation de la température, la constante de proportionnalité étant la chaleur spécifique du matériau constituant la barre. Les mesures des échauffements dans l'air et dans l'huile permettent de déterminer une approximation du coefficient de transfert de chaleur entre la barre de traction et le milieu environnant. Ce coefficient de transfert de chaleur est utile pour déterminer l'élévation de température finale d'une pièce par rapport à la température de l'environnement pour une valeur donnée des pertes par courants de Foucault produites à l'intérieur de celle-ci. Finalement, les essais démontrent que l'échauffement d'une barre d'acier non magnétique n'est pas influencé par la circulation de courant continu dans le transformateur.

## **CHAPITRE VI**

### **CALCUL DES PERTES DANS LES PIÈCES DE STRUCTURE**

#### **6.1 Introduction**

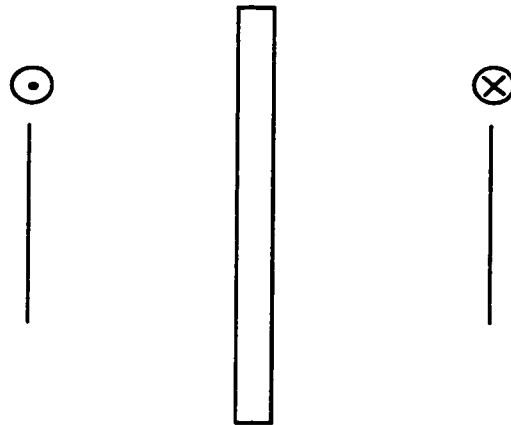
Le logiciel FLUX2D de la compagnie MAGSOFT est utilisé pour calculer les pertes locales générées ( $\lambda$  en W/kg) dans une barre magnétique saturable située dans un champ magnétique. Des simulations sont effectuées avec une géométrie de calcul correspondant aux dimensions du transformateur de 100 kVA de manière à valider la méthode de calcul à partir des résultats présentés au chapitre V. Ce chapitre présente les résultats des simulations avec la géométrie du transformateur de 100 kVA ainsi que les résultats des calculs sur une géométrie correspondant aux gros transformateurs. On rappelle que l'objectif est de déterminer avec une précision raisonnable l'échauffement du point milieu des barres de traction du transformateur de 370 MVA, point dont la mesure de température a été empêchée due à un défaut des thermocouples installés à ces endroits.

La section 6.2 présente d'abord les conditions de simulation et la géométrie utilisée. On présente ensuite le calcul des pertes des barres de traction du transformateur de 100 kVA (section 6.3) et du transformateur de 370 MVA (section 6.4). Finalement, une discussion sur la limite de courant continu tolérable dans les transformateur est présentée (section 6.5).

## 6.2 Description des conditions de simulation

Le choix de la méthode de simulation a été basé sur la précision des résultats versus les résultats expérimentaux et la réduction du temps "ordinateur" de calcul. En effet, comme il est démontré plus loin, la méthode de calcul choisie a été validée correctement par des résultats expérimentaux. Par ailleurs, dans le but de réduire le temps de calcul, la géométrie est simplifiée, le principe de symétrie est utilisé et la simulation à deux dimensions est préférée à la simulation à trois dimensions qui nécessite un plus grand nombre de mailles pour atteindre le même résultat.

La géométrie simplifiée du problème, illustrée à la figure 6.1, représente une barre d'acier magnétique située au centre d'une bobine qui porte un courant. Le problème est en deux dimensions. On considère donc que les courants sont normaux à la feuille. L'un des conducteurs porte un courant normal entrant dans la feuille, tandis que l'autre conducteur porte un courant normal sortant de la feuille. Le problème est symétrique par rapport à l'axe horizontal. De façon à limiter le nombre de mailles, le calcul ne se fait que sur la partie supérieure de la géométrie.



$$I(t) = I_{cc} + \sum_{n=1}^N I_n \cos(n\omega t)$$

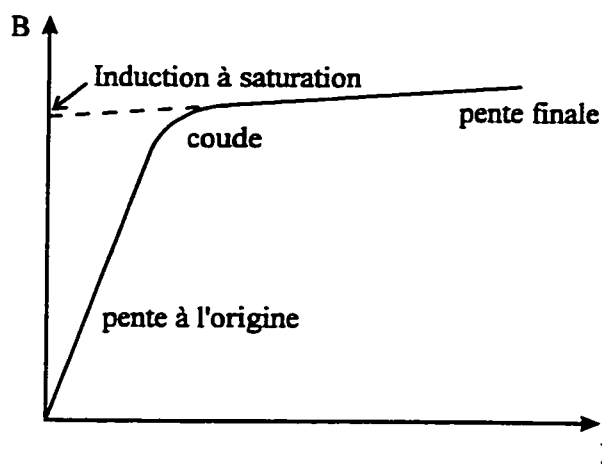
**Figure 6.1** Géométrie utilisée pour le calcul par éléments finis des pertes par courants de Foucault dans les barres de traction.

Les plans infinis de courant sont à une distance correspondant au diamètre moyen des enroulements alimentés du transformateur dont on fait la représentation. Le courant de source défini pour les simulations correspond au courant de magnétisation du transformateur, incluant sa composante continue, comme le montre la figure 6.1. Les harmoniques du courant de magnétisation sont calculés à partir des équations théoriques 2.1, 2.2 et 2.3 et du rapport entre la valeur crête du courant alternatif et le courant continu injecté. Ce rapport a été mesuré expérimentalement dans tous les cas d'injection de courant continu. Le courant de magnétisation défini pour les simulations est la moitié du courant de magnétisation total du transformateur parce qu'on ne tient compte que d'une seule colonne pour les simulations et que le courant est divisé également entre les deux colonnes bobinées.

La représentation ne tient pas compte du noyau du transformateur car on considère que celui-ci est suffisamment saturé. On émet donc l'hypothèse que les barres de traction

constituent un chemin parallèle à celui du noyau et que le principe de superposition peut être appliqué pour les simulations. On peut alors représenter les barres de traction de façon individuelle. La section des barres de traction est rectangulaire et la plus petite surface est utilisée pour le calcul en deux dimensions.

Les propriétés physiques de l'acier sont considérées isotropiques. De plus, la caractéristique de saturation est uniforme. On définit la courbe de saturation de l'acier à partir de la perméabilité relative à l'origine et de l'induction à saturation. La perméabilité relative à l'origine est proportionnelle à la pente à l'origine de la courbe de saturation. L'induction à saturation est l'intersection sur l'axe vertical de la prolongation de la tangente de la courbe à l'infini. La pente à l'infini est égale à la perméabilité de l'air. Le logiciel trace automatiquement un coude qui relie les deux pentes. La figure 6.2 illustre la façon de décrire la courbe de saturation de l'acier à l'aide du logiciel.



**Figure 6.2** Paramètres pour la description de la courbe B versus H de l'acier.

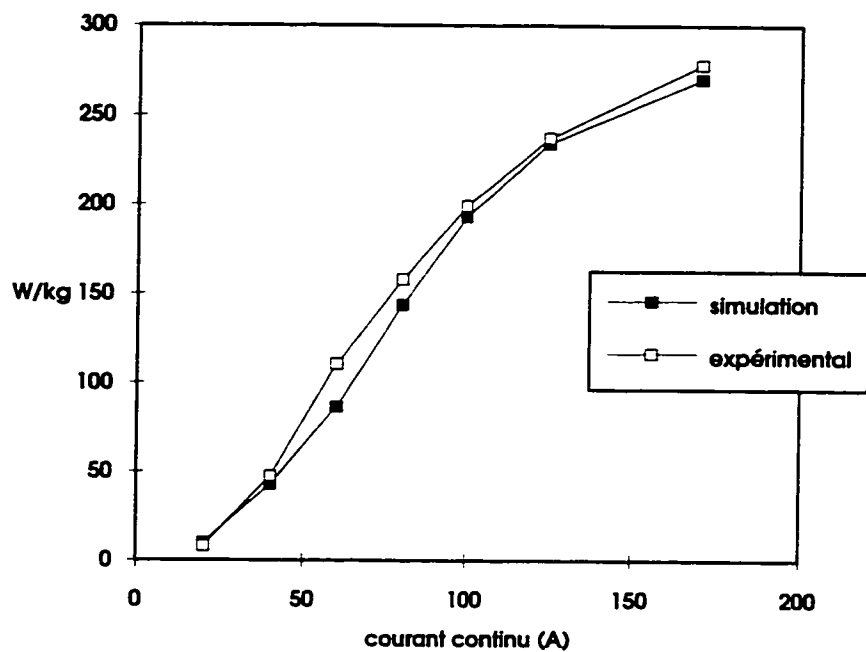
La demi-longueur de la barre de traction a été divisée en sept parties représentant les points de mesure sur le transformateur de 100 kVA (revoir figure 5.5). Ce mode de



division permet de calculer les pertes locales générées (en W/kg). En effet, on calcule d'abord la puissance moyenne totale générée dans chaque partie (résultat donné par le logiciel) et ensuite on divise par la masse (kg) de la partie (calculée). On peut ensuite comparer les résultats de simulation aux résultats obtenus en pratique.

### 6.3 Calcul des pertes dans la barre de traction (100 kVA)

La figure 6.3 illustre la variation en fonction du courant continu des pertes calculées au centre d'une barre de traction du transformateur de 100 kVA en comparaison avec les résultats expérimentaux.

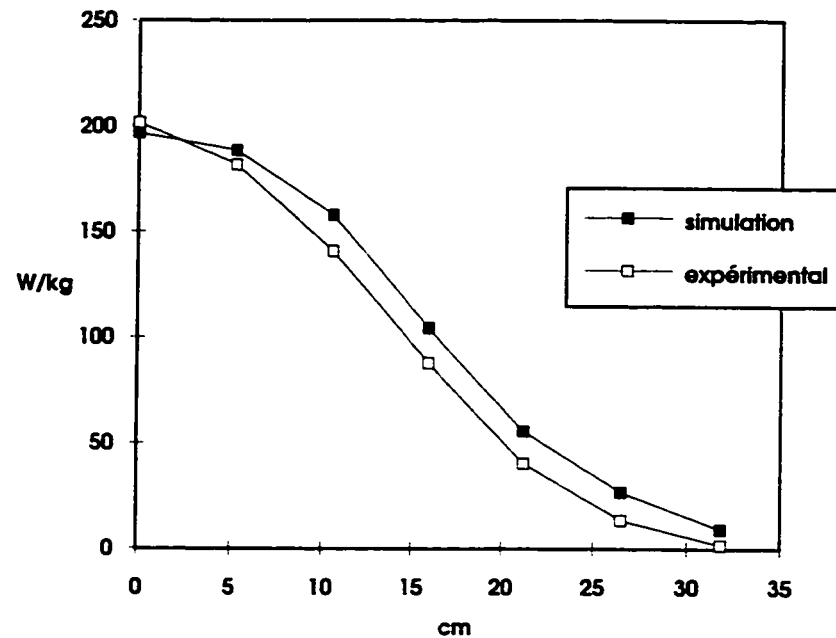


**Figure 6.3** Pertes simulées (W/kg) au centre de la barre de traction en fonction du niveau de courant continu en comparaison avec les résultats expérimentaux.

Les résultats expérimentaux ont été tirés de la figure 5.4. Comme il a été expliqué, la partie supérieure de la barre de traction a été divisée en sept parties pour le calcul par

éléments finis, la température de chacune des parties ayant été mesurée par un thermocouple lors des essais expérimentaux. Comme le montrait la figure 5.5, la distance entre chaque thermocouple installé sur la barre de traction est d'environ 50 mm. Ainsi, comme la section de la barre est de 50 mm par 6 mm et que la longueur de chaque segment est de 50 mm, le volume de chaque partie est de  $15 \times 10^{-6} \text{ m}^3$ . La masse volumique de l'acier étant de  $7800 \text{ kg/m}^3$ , la masse de chaque partie est donc de 0,117 kg. Ainsi, pour le calcul des pertes à 100 A de courant continu par exemple, le logiciel a donné un résultat égal à 22,58 W dans la portion centrale de la barre de traction. Cette valeur a été divisée par 0,117 kg pour obtenir finalement les pertes de 193 W/kg illustrées à la figure 6.3. Cette procédure a été appliquée pour chaque niveau de courant continu.

On remarque que les résultats de simulation sont très proches des résultats expérimentaux. Il peut être intéressant de vérifier également que la distribution de la puissance générée tout le long de la barre de traction correspond bien aux résultats expérimentaux. La figure 6.4 illustre les résultats de simulation en comparaison avec les résultats expérimentaux pour une injection de 100 A continus.

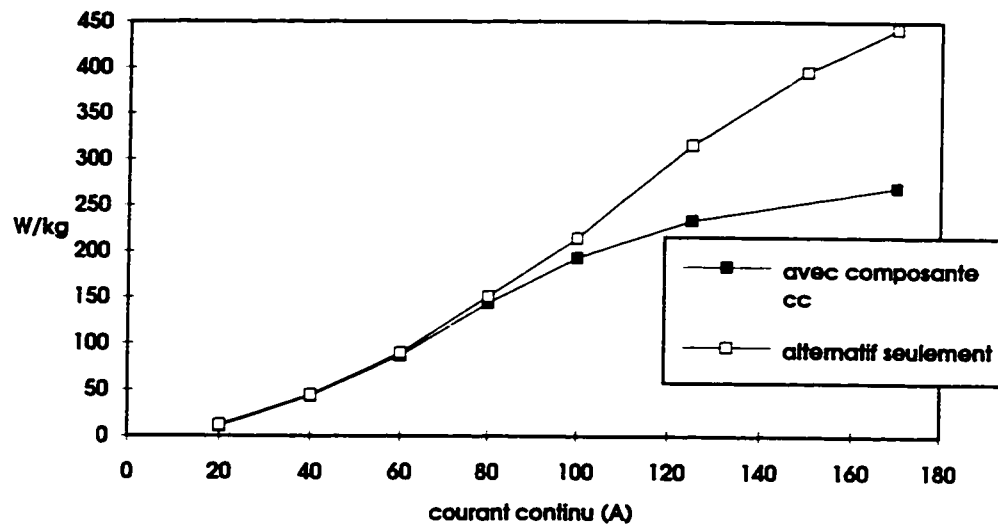


**Figure 6.4** Pertes locales générées (W/kg) dans la barre de traction en fonction de la distance par rapport au centre (cm); résultats de simulation et résultats expérimentaux.

On remarque que la distribution des pertes simulées suit la distribution des pertes expérimentales avec une différence constante d'environ 15 W/kg. L'erreur est minimale au centre de la barre de traction, là où les pertes sont maximales.

Ces résultats de simulations démontrent la validité de la méthode de calcul, surtout pour l'évaluation des pertes maximales au centre de la barre de traction.

Le graphique 6.5 présente une série de simulations effectuées avec le courant de magnétisation alternatif seulement. Ces résultats sont intéressants parce qu'ils présentent une explication de la forme de la courbe des pertes en fonction du courant continu.



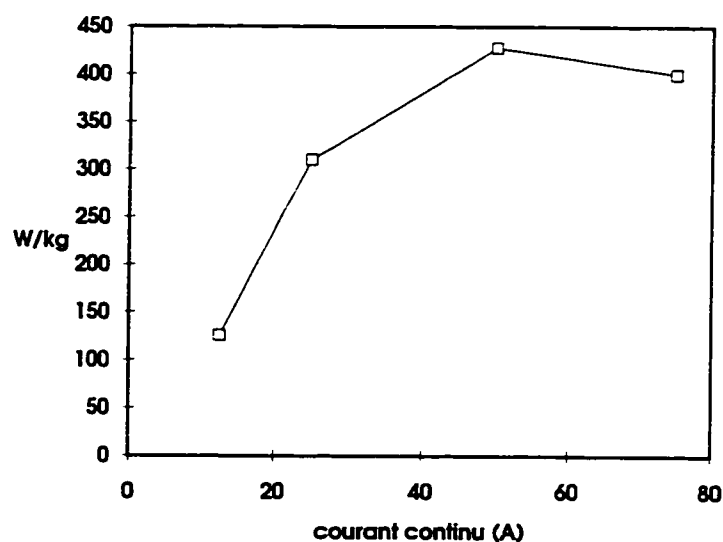
**Figure 6.5** Pertes de puissance (W/kg) calculées au centre de la barre de traction pour une excitation alternative seulement et avec la composante continue.

Avec la représentation de la figure 6.5, on isole l'effet des courants harmoniques de l'effet composé du courant continu et des harmoniques sur les pertes par courants de Foucault dans la barre de traction. On remarque sur la figure que l'effet du courant continu se manifeste pour les courants continus supérieurs à 80 A. La courbe du courant alternatif tend également à se saturer pour les courants continus élevés parce que la valeur crête du courant alternatif génère un flux suffisant pour saturer la barre de traction. La première partie commune aux deux courbes suit une relation du type  $A \cdot x^b$  où l'exposant vaut 1,77. Cette relation est semblable à l'évolution du carré du courant efficace alternatif qui suit une relation du même type avec un exposant de l'ordre de 1,97. La théorie indique que les pertes par courants de Foucault dans une pièce magnétique sont proportionnelles au carré de l'intensité du champ magnétique inducteur et au carré de la fréquence. Par ailleurs, les simulations ont démontré que l'augmentation de la résistivité du matériau diminue les pertes par courants de Foucault. Étant donné que l'effet pelliculaire entraîne une augmentation de la résistivité apparente, on peut conclure

que les pertes par courants de Foucault sont également réduites (Lammeraner et Stafl, 1966), ce qui expliquerait que l'exposant de la variation des pertes de puissance se trouve un peu sous la valeur de l'exposant de la variation du carré du courant alternatif efficace. Par contre, les essais dans l'huile à haute température n'ont pas montré d'effet appréciable dû à l'augmentation de résistivité des barres de traction en fonction de la température (figure 5.13).

#### 6.4 Calcul des pertes dans la barre de traction (370 MVA)

Les simulations par éléments finis de la puissance générée dans les barres de traction du transformateur de 370 MVA ont été effectuées avec la même géométrie que pour le transformateur de 100 kVA avec les dimensions appropriées. La barre de traction a été divisée en sept parties de manière à pouvoir calculer les pertes de puissance à différents niveaux. La figure 6.6 donne les résultats des simulations par éléments finis de la puissance générée au centre de la barre de traction du transformateur de 370 MVA.



**Figure 6.6** Résultats du calcul par éléments finis des pertes locales générées (W/kg) au centre des barres de traction du transformateur de 370 MVA.

Comme il a été expliqué, la partie supérieure de la barre de traction a été divisée en sept parties pour le calcul par éléments finis. La longueur de chaque segment est de 370 mm. Ainsi, comme la section de la barre est de 75 mm par 12 mm et que la longueur de chaque segment est de 370 mm, le volume de chaque partie est de  $333 \times 10^{-6} \text{ m}^3$ . La masse volumique de l'acier étant de  $7800 \text{ kg/m}^3$ , la masse de chaque partie est donc de 2,6 kg. Ainsi, pour le calcul des pertes à 75 A de courant continu par exemple, le logiciel a donné un résultat égal à 1040 W dans la portion centrale de la barre de traction. Cette valeur a été divisée par 2,6 kg pour obtenir finalement les pertes de 400 W/kg illustrées à la figure 6.6. Cette procédure a été appliquée pour chaque niveau de courant continu.

On remarque que les pertes locales générées au centre de la barre de traction diminuent à 75 A cc comparativement à 50 A cc. Ce phénomène est dû à l'action combinée du niveau de courant continu et de la variation des amplitudes relatives des harmoniques en fonction de ce niveau de courant continu. Le courant de magnétisation du transformateur saturé par du courant continu est une impulsion de courant dont la largeur (en degrés électriques) augmente avec le niveau de courant continu. À la limite, pour un courant continu extrême (cas théorique) la forme du courant de magnétisation deviendrait presque sinusoïdale. Cette diminution du taux de distorsion harmonique du courant de magnétisation limite l'augmentation des pertes. Par ailleurs, le niveau de courant continu augmente le degré de saturation de la pièce ce qui limite l'augmentation des courants de Foucault générées. La somme de ces contributions expliquent la diminution des pertes à 75 A cc injecté. Les pertes calculées à 50 A cc ne représentent toutefois par un maximum de la fonction parce que les pertes augmentent de façon proportionnelle au carré de l'intensité du champ magnétique inducteur pour le cas

théorique de la saturation extrême. Le tableau 6.1 présente les caractéristiques des courants de magnétisation des transformateurs en saturation.

**Tableau 6.1** Caractéristiques des courants de magnétisation des transformateurs en saturation.

$I_{cc}$ (A)	Rapport $I_{max}/I_{cc}$	Largeur de $I_{mag}$	DHT* (%)
12,5	11,8	46°	182
25	9,4	58°	155
50	7,6	71°	132
75	6,7	81°	118

\* La distorsion harmonique totale a été calculée à l'aide de la formule suivante:

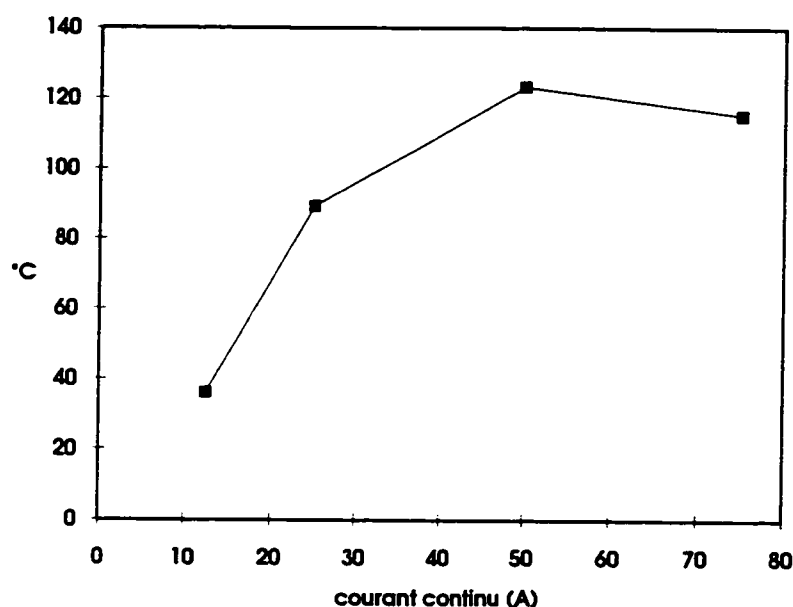
$$DHT = \frac{1}{I_1} \left( \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2 \right)^{1/2}.$$

Pour trouver une approximation de l'élévation de température de ce point central de la barre de traction, on utilise la formule 6.1 suivante:

$$T(\infty) - T_{env} = \frac{\lambda \Delta m}{h \Delta S} \quad 6.1$$

La figure 5.8 tirée des résultats expérimentaux d'échauffement dans l'huile du transformateur de 100 kVA en présence de courant continu indique que le coefficient de transfert de chaleur ( $h$ ) est approximativement de  $100 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$  pour une élévation de température de  $40^\circ\text{C}$  jusqu'à  $60^\circ\text{C}$ . Étant donné que le rapport  $\Delta m / \Delta S$  des barres de traction du transformateur de 370 MVA est environ le double de celui des barres de traction du transformateur de 100 kVA (section 5.3.4), on peut prévoir une élévation de température de l'ordre du double de ce qui a été obtenu pour le transformateur de 100 kVA (équation 6.1). Si l'on extrapole la courbe de la figure 5.8 jusqu'à une élévation de température de  $120^\circ\text{C}$ , on trouve un coefficient de transfert de chaleur approximatif de  $140 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$ . On choisit donc de conserver cette valeur du coefficient de transfert

de chaleur du métal dans l'huile pour calculer l'approximation de l'élévation de température cherchée. La méthode d'évaluation du rapport  $\Delta m/\Delta s$  a été discutée à la section 5.3.4 et on rappelle que ce rapport est égal à  $40,3 \text{ kg/m}^2$ . On peut donc calculer l'élévation de température par rapport au milieu environnant du point milieu de la barre de traction du transformateur de 370 MVA pour les différents niveaux de courant continu pour lesquels on a calculé les pertes locales générées. Les résultats sont illustrés à la figure 6.7.



**Figure 6.7** Élévation de température estimée du point central des barres de traction du transformateur de 370 MVA en fonction de l'intensité du courant continu.

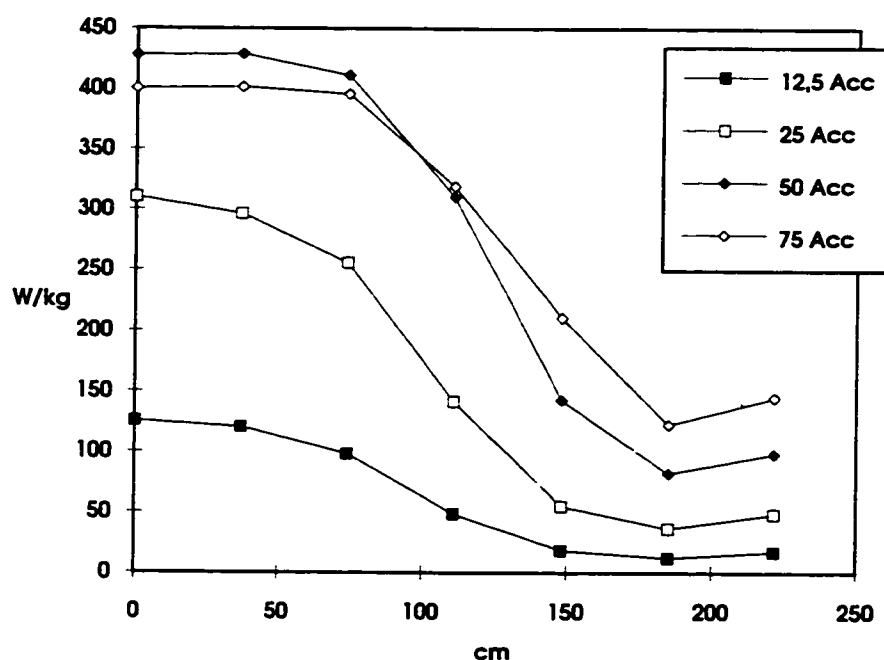
On remarque donc que la variation de température du point central de la barre de traction peut atteindre  $123^{\circ}\text{C}$  pour un niveau de 50 A de courant continu ce qui veut dire que la température maximale atteinte lors des essais aurait été de  $153^{\circ}\text{C}$  environ  $(123+30)^{\circ}\text{C}$ .

Si l'on ajoute aux élévations de température de la figure 6.7 la température de base du centre du noyau en régime ONAF de  $80^{\circ}\text{C}$  mesurée lors des essais d'homologation



(figure 4.12), on trouve par interpolation entre les deux points à 12,5 A cc et à 25 A cc qu'un courant continu de l'ordre de 18 A provoque une température du point central des barres de traction de 140°C. En effet, à 18 A cc on retrouve par interpolation sur le graphique de la figure 6.7 une élévation de température de l'ordre de 60°C. Si l'on ajoute 60°C à la température de base du noyau en régime ONAF qui est de 80°C, on retrouve la température limite acceptable de 140°C.

Les pertes en fonction de la position sur la barre de traction ont été calculées pour les différents niveaux de courant continu. La figure 6.8 illustre les résultats. La demi-longueur des enroulements est de 112,5 cm et la demi-longueur des barres de traction est de 240 cm.



**Figure 6.8** Résultats du calcul par éléments finis des pertes locales générées dans la barre de traction en fonction de la distance par rapport au centre.

D'après les résultats comparatifs de la figure 6.4, on peut affirmer que le degré de confiance en ces résultats est plus grand pour les valeurs proches du point central de la barre de traction. Il est difficile d'apporter des explications concernant l'augmentation de puissance au bout de la barre ainsi que le croisement des courbes 50 A et 75 A de courant continu mais il semble que l'effet conjugué du changement de la proportion des harmoniques et de l'augmentation du courant continu puisse affecter les résultats du calcul par éléments finis. On peut calculer l'élévation de la température au niveau du bout des enroulements, point qui a été mesuré expérimentalement sur le transformateur de 550 MVA. Les élévations de température obtenues sont de 14°C, 37°C et 88°C pour les injections de courant continu correspondant à 12,5 A, 25 A, 50 A et 75 A (les résultats des cas 50 A et 75 A sont identiques). Les élévations de températures obtenues sont supérieures aux élévations de 22°C et 30°C après une heure d'injection de 25 A et 50 A de courant continu, et de 26°C obtenu après une séquence de trois heures à 0,5 A, 12,5 A et 75 A de courant continu injecté (voir figures 4.7, 4.8 et 4.9). Les différences obtenues sont principalement dues au fait que les barres de traction du transformateur de 550 MVA sont attachées aux presse-culasse de façon directe sans isolation. La chaleur peut donc facilement se dissiper dans le presse-culasse dont la capacité thermique est importante. Les thermocouples installés sur les barres de traction du transformateur de 370 MVA ont permis de mesurer l'extrémité supérieure des barres de traction. Les élévations de température mesurés en bout de barre sont de 43°C, 55°C et 45°C pour des injections de 25 A, 50 A et une séquence d'injection de 0,5 A, 12,5 A et 75 A de courant continu (voir figure 4.4, 4.5 et 4.6). Les résultats des simulations ont donné des élévations de température dans le haut des barres de traction de 6°C, 14°C, 29°C et 43°C pour des courants continus de 12,5 A, 25 A, 50 A et 75 A cc. Les élévations de température mesurées au laboratoire sont plus élevées que les élévations de température

calculées parce que les calculs ne tiennent pas compte du transfert de chaleur à l'intérieur même de la barre de traction entre le centre et les extrémités. De plus, on ne tient pas compte de la circulation de l'huile chaude vers le haut. Le transformateur de 370 MVA présente des courbes d'échauffement avec un retard sur le début de la croissance de la température. La circulation de l'huile chaude vers le haut peut être une explication de ce phénomène.

### **6.5 Discussion sur la limite tolérable de courant continu**

La limite tolérable de la température en régime permanent de la barre de traction est de 140°C selon le fabricant. Si l'on accepte cette valeur, on peut conclure à la lumière des résultats de simulation que la limite tolérable permanente du courant continu dans le transformateur de 370 MVA de type à colonnes étudié est de 18 A. Ce résultat n'est valide que pour ce transformateur particulier. Si par contre, on admet l'hypothèse que les pertes locales générées dans les barres de traction dépendent du champ magnétique crête généré à l'intérieur des enroulements du transformateur quel que soit le transformateur (Bouchard et Olivier, 1996), on peut généraliser le résultat obtenu pour le transformateur de 370 MVA à tous les transformateurs de grande puissance, dont le transformateur de 550 MVA.

Le champ magnétique au centre d'une bobine est donné par la formule 6.2 suivante (Hayt, 1989):

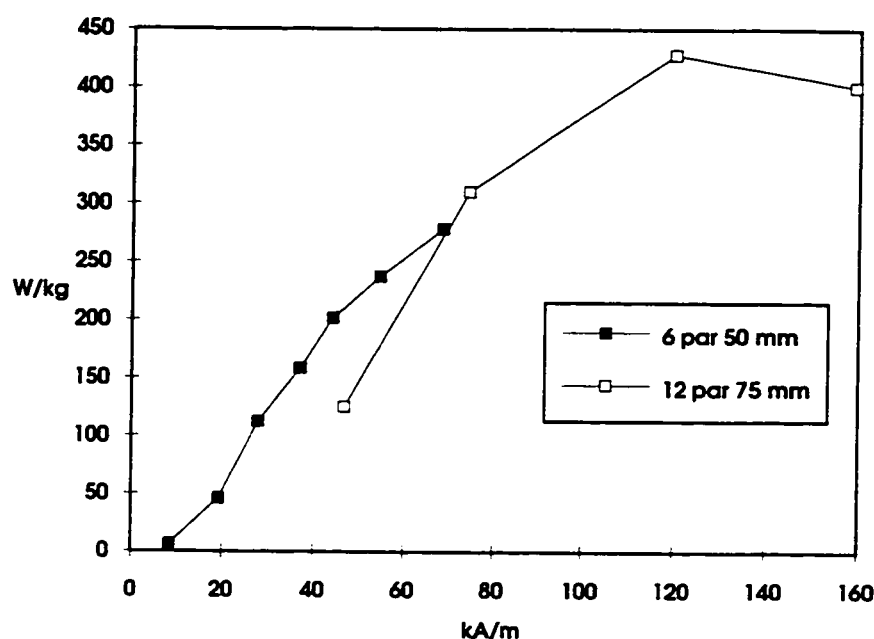
$$H_c = \frac{NI_{\text{mag}}}{2l} \quad 6.2$$

où  $H_c$  représente le champ magnétique au centre de la bobine de longueur  $l$  qui possède  $N$  tours et dans laquelle circule un courant de magnétisation  $I_{mag}$ . Les champs magnétiques crête du transformateur de 370 MVA obtenus dans les cas d'injection de 12,5 A et de 25 A de courant continu tel que calculés à l'aide de la formule 6.2 sont de 46,6 kA/m et de 74,4 kA/m. Ces champs magnétiques ont été calculés en admettant l'hypothèse que les courants de magnétisation se divisent normalement également entre les deux colonnes bobinées ce qui explique la constante 2 au dénominateur de l'expression 6.2. Une interpolation des valeurs crêtes pour un courant continu de 18 A donne un champ magnétique crête de 58,8 kA/m. Le champ magnétique continu correspondant à un courant continu de 18 A calculé à l'aide de la formule 6.2 est de 5,7 kA/m, ce qui donne un rapport entre la valeur crête et la valeur moyenne d'environ 10 (10,3). Le rapport obtenu est semblable d'un transformateur de grande puissance à un autre pour une même valeur crête du champ magnétique parce qu'il dépend principalement de la forme du genou de saturation du transformateur. Les aciers modernes ont un genou très abrupt qui est le plus près possible de l'induction de saturation de 2,03 tesla. Si l'on généralise le rapport 10 et que l'on accepte la valeur 58,8 kA/m comme le champ magnétique crête qui donne des pertes correspondantes à une température absolue de 140°C en considérant l'opération en régime ONAF, on peut trouver la limite tolérable de courant continu d'un transformateur de grande puissance depuis la formule 6.3 suivante:

$$I_{cc,limite} = 11400 \frac{l}{N} \quad 6.3$$

où  $l$  et  $N$  représentent la longueur et le nombre de tours de l'enroulement relié à la terre.

Cette formule n'est valide que pour les transformateurs équipés de barres de traction en acier magnétique dont la section est de 12 mm par 75 mm environ. La figure 6.9 illustre les pertes locales générées au centre de la barre de traction en fonction de la valeur crête du champ magnétique inducteur pour le transformateur de 370 MVA et le transformateur de 100 kVA.



**Figure 6.9** Pertes locales calculées par éléments finis (W/kg) au centre de la barre de traction du transformateur de 370 MVA et du transformateur de 100 kVA en fonction du champ magnétique crête (kA/m).

La figure 6.9 montre que les pertes locales générées dans une barre de traction de section plus petite (100 kVA) sont plus fortes que les pertes locales générées dans une barre de section plus importante (370 MVA) pour les champs magnétiques inférieurs au niveau de saturation. Par contre, la barre de traction du transformateur de 100 kVA se sature pour une valeur crête du champ magnétique inférieure ce qui explique que les courbes se croisent à 70 kA/m. Le phénomène de saturation d'une barre est donc fonction de la

section de celle-ci, ce qui limite la généralisation de la formule 6.3 aux transformateurs de grande puissance ayant des barres de traction de section semblable à celle du transformateur de 370 MVA, ce qui n'est pas très restrictif.

Les transformateurs de type à colonnes de grande puissance du réseau à 735 kV peuvent donc supporter jusqu'à environ 20 A de courant continu en régime permanent ONAF sans que la température des barres de traction n'excède 140°C. En régime transitoire, le transformateur peut certainement tolérer une quantité bien plus importante de courant continu. Par exemple, un courant continu de l'ordre de 50 A amène le point le plus chaud à une élévation de 120°C ce qui donne une valeur absolue en régime ONAF de 200°C. Comme l'indiquent les figures 6.7 et 6.8, cette température est obtenue à un niveau correspondant à une forte saturation de la barre ce qui signifie que la température obtenue constitue une bonne approximation de la température maximale que peut atteindre ce point pour un fonctionnement pratique d'un transformateur en réseau. En effet, 25 A de courant continu peut circuler en pratique dans les transformateurs à  $735/\sqrt{3}$  kV utilisés à Radisson lors de l'opération à puissance maximale en mode retour par le sol de la ligne à courant continu. Ainsi, si 25 A continu circule pendant plusieurs heures dans les transformateurs à 735 kV de Radisson, on peut s'attendre à ce que le point central des barres de traction atteigne 170°C.

Toujours lors de l'opération à puissance maximale en mode retour par le sol de la ligne à courant continu, le courant continu qui circule dans les transformateurs de convertisseur à 315 kV peut atteindre 30 A. Le point central des barres de traction des transformateurs à 315 kV atteint pour sa part 115°C. Cette dernière valeur a été obtenue à partir de la valeur de courant continu donnée par rapport à une tension de 315 kV (30 A) convertie

en un courant continu équivalent circulant dans un transformateur à 735 kV (13 A) en supposant que le nombre de volts par tour demeure constant. On peut effectuer cette dernière conversion en faisant référence à la formule 6.3 qui indique que le courant continu qui amène un certain échauffement est inversement proportionnel au nombre de tours de l'enroulement qui porte le courant continu. D'ailleurs, les injections de courants continus de 425 A, 850 A, 1700 A et 2550 A effectuées par les tertiaires ont bien prouvé cette conversion.

Le guide ANSI indique que la résistance mécanique d'un papier isolant est réduite à 50% de sa valeur initiale après 300 heures d'utilisation à une température de 170°C. À 115°C, le papier a une durée de vie de 20000 heures. Pour le cas limite de l'échauffement du point central de la barre de traction à 200°C, on trouve dans ce guide que la durée de vie de l'isolant est de 150 heures. Étant donné que les barres de traction chauffent de manière très localisée dans le grand volume des transformateurs de puissance, un très petit volume de papier peut se dégrader après des heures de circulation de courant continu. De plus, ces isolants ne sont pas utilisés dans les enroulements mais pour isoler une pièce de structure du noyau. Un affaiblissement des propriétés diélectriques du papier à cet endroit ne semble donc pas être un inconvénient majeur.

## 6.6 Conclusion

Les simulations par éléments finis avec la géométrie du transformateur de 100 kVA démontrent une excellente correspondance entre les résultats pratiques et les résultats théoriques. La méthode de calcul appliquée aux transformateurs de grande puissance permet d'estimer la température du point central des barres de traction en fonction du

niveau de courant continu. Une formule de généralisation a été développée pour déterminer le niveau de courant continu tolérable en appliquant le critère indiquant que la température absolue admissible des barres de traction est de 140°C. Ce courant tolérable est inversement proportionnel au nombre de tours de l'enroulement du transformateur relié à la terre et directement proportionnel à la longueur du circuit magnétique. Les essais d'injection de courant continu effectués sur les transformateurs de grande puissance ont été basés sur ce principe. Sur la base des essais et des simulations, aucune pièce des transformateurs n'est susceptible de s'échauffer à un niveau critique, seul un effet cumulé des échauffements peut réduire à long terme la résistance mécanique des isolants. Les transformateurs peuvent donc supporter les niveaux de courant continu du réseau d'Hydro-Québec à moins qu'il n'y ait des résonances dans le réseau qui ajoutent des effets de surexcitation ou de surtension sur les transformateurs.



## **CHAPITRE VII**

### **COURANT CONTINU DANS LES TRANSFORMATEURS TRIPHASÉS**

#### **7.1 Introduction**

Le réseau d'Hydro-Québec possède des transformateurs de puissance monophasés ainsi que des transformateurs triphasés de type à colonnes et de type cuirassé dans lesquels peut circuler du courant continu superposé à l'excitation alternative normale.

Le présent chapitre traite de l'influence du courant continu réparti également dans les trois phases sur la saturation du noyau et l'échauffement des pièces de structure des transformateurs triphasés. L'analyse comparative présentée porte sur l'échauffement des pièces de structure à l'intérieur des enroulements. Le principe de dualité a été appliqué de manière à obtenir des circuits électriques équivalents aux circuits magnétiques des transformateurs triphasés (section 7.4). Les circuits électriques ainsi obtenus ont été simulés avec EMTP et validés par des résultats expérimentaux sur des transformateurs triphasés de quelques kVA (section 7.5). Le principe de dualité appliqué à la modélisation des transformateurs a été introduit par Cherry (1949) et généralisé par Slemon (1953). Il a ensuite été entre autres utilisé pour la simulation du courant d'excitation des transformateurs en présence de perturbations géomagnétiques (Walling, 1991) et pour la simulation du courant d'appel des transformateurs triphasés à cinq colonnes lors d'une synchronisation hors de phase (Arturi, 1991).

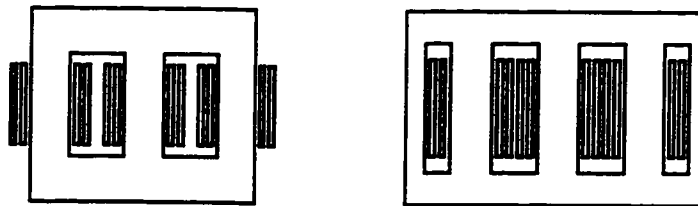
Cette méthode permet de simuler le circuit magnétique des transformateurs en saturation et le résultat des calculs est le courant de magnétisation du transformateur qui peut facilement être validé par des mesures expérimentales. Cette méthode, quoique plus

ancienne que les éléments finis, permet d'obtenir plus rapidement des résultats vérifiables contrairement à la méthode de calcul par éléments finis qui demande plus de temps pour la création du modèle et la validation des résultats.

## 7.2 Description des transformateurs triphasés

### 7.2.1 Transformateurs triphasés de type à colonnes

La figure 7.1 montre le circuit magnétique et les enroulements concentriques des transformateurs triphasés à trois colonnes et à cinq colonnes. Chacun de ces transformateurs comporte trois colonnes bobinées correspondant aux trois phases.

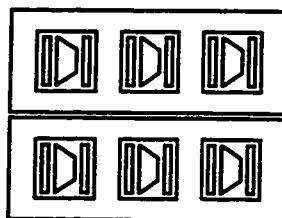


**Figure 7.1** Transformateurs triphasés de type à colonnes: (a) à trois colonnes (b) à 5 colonnes, vues de face.

La structure interne des transformateurs triphasés de type à colonnes est semblable à celle des transformateurs monophasés du même type qui a déjà été présentée au chapitre IV.

### 7.2.2 Transformateurs triphasés de type cuirassé

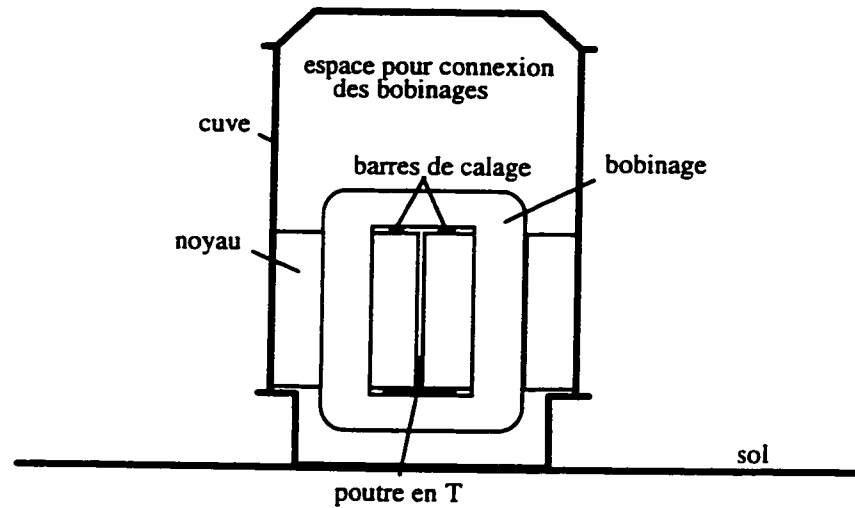
On retrouve également des transformateurs de type cuirassé (figure 7.2) qui comportent un circuit magnétique qui entoure les enroulements.



**Figure 7.2** Transformateur triphasé de type cuirassé, vue de dessus.

Chaque phase d'un transformateur cuirassé se compose de plusieurs groupes de bobines placés les uns à côté des autres. Par exemple, le transformateur de la figure 7.2 possède un groupe haute tension intercalé entre deux groupes basse tension (bobinages alternés). Chaque groupe est formé d'un petit nombre de bobines en série. Une bobine est en quelque sorte une grande spirale rectangulaire dont chaque spire est composée de plusieurs conducteurs en parallèle. Chaque conducteur est subdivisé en plusieurs brins isolés entre eux et permutés de façon à réduire les courants de Foucault.

La figure 7.3 montre une coupe schématique de la structure interne du transformateur de type cuirassé. Les tôles des deux demi-noyaux sont glissées dans la fenêtre des bobinages sur la poutre en T qui ménage entre eux un canal de circulation d'huile. Chez certains fabricants la poutre en T est en acier magnétique, chez d'autres non. Après empilage des tôles, les enroulements sont bloqués par des cales en acier (magnétique ou non selon le fabricant) introduites à force entre la partie supérieure du noyau central et la partie supérieure de la fenêtre. La partie intermédiaire de la cuve sert d'armature de serrage pour l'ensemble du noyau magnétique. Des shunts formés de feuillets de tôles magnétiques sont installés sur les parois de la cuve dans le but de canaliser les flux de fuite. La poutre et les barres de calage sont des pièces de structure qui sont susceptibles de s'échauffer si le transformateur est mis en présence de courant continu car elles sont situées à l'intérieur des enroulements (comme les barres de traction).



**Figure 7.3** Coupe schématique vue de face de la structure interne d'un transformateur de type cuirassé.

### 7.3 Analyse des circuits magnétiques

#### 7.3.1 Analogie entre circuit électrique et circuit magnétique

L'analyse d'un circuit magnétique consiste à évaluer les forces magnétomotrices qui s'appliquent aux bornes des réluctances et les flux magnétiques qui circulent à l'intérieur de celles-ci. La force magnétomotrice (fmm) est la source du flux magnétique. La fmm, mesurée en ampère, produit un flux magnétique d'intensité inversement proportionnelle à la valeur de la réluctance du matériau au travers duquel les lignes de flux doivent circuler (analogie de la loi d'Ohm). La fmm est générée par un courant circulant dans une bobine et est égale au produit du courant par le nombre de tours de la bobine. Le flux magnétique ( $\Phi$ ) est relié à la source de force magnétomotrice dans un circuit magnétique comme le courant est relié à la tension dans un circuit électrique:

$$\Phi = \frac{\text{fmm}}{\mathfrak{R}} \quad , \quad 7.1$$

où le flux est en Wb, la force magnétomotrice en A et la réluctance en  $H^{-1}$ . Il existe donc une analogie entre le circuit de réluctances et le circuit électrique de résistances. La tension du circuit électrique est analogue à la force magnétomotrice, le courant est analogue au flux et la résistance est analogue à la réluctance. Ainsi, pour analyser le comportement d'un transformateur, on peut bâtir un circuit de réluctances à partir de la topologie du circuit magnétique et ensuite établir le circuit électrique analogue pour en faire l'analyse.

### **7.3.2 Division spatiale du noyau**

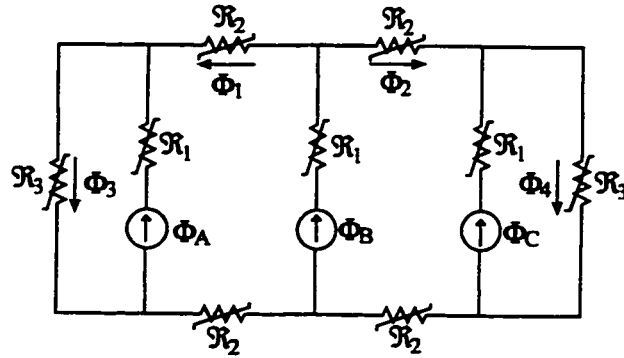
Le noyau peut être divisé de façon à permettre l'analyse du phénomène de saturation en présence de courant continu. On modélise les éléments du circuit magnétique par des réluctances non linéaires. Les éléments constituant le circuit magnétique sont:

- les colonnes bobinées,
- les colonnes de retour éventuelles (ex.: transformateur triphasé à cinq colonnes),
- les morceaux de culasses joignant les éléments précédents.

### **7.3.3 Transformateurs triphasés à trois et à cinq colonnes**

#### **7.3.3.1 Circuit magnétique**

Le circuit magnétique utilisant des réluctances non linéaires représentant le transformateur triphasé à 5 colonnes est illustré à la figure 7.4.



**Figure 7.4** Circuit magnétique du transformateur à cinq colonnes.

Les trois phases du transformateur sont dénotées A, B et C. Les réluctances  $\mathcal{R}_1$ ,  $\mathcal{R}_2$  et  $\mathcal{R}_3$  sont des réluctances non linéaires parce que la perméabilité varie en fonction du niveau de magnétisation. La formule 7.2 permet de calculer la valeur des réluctances en fonction de la perméabilité ( $\mu$ ), de la section ( $S$ ) et de la longueur ( $l$ ) de la partie du noyau qui est modélisée (Bouchard et Olivier, 1996).

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu S} \quad 7.2$$

### 7.3.3.2 Équations du circuit magnétique

Les équations 7.3 et 7.4 définissent les flux  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  de la figure 7.4:

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_B}{2} + (1-x)\Phi_C - (1-x)\Phi_A, \quad 7.3$$

$$\Phi_2 = \frac{\Phi_B}{2} + (1-x)\Phi_A - (1-x)\Phi_C. \quad 7.4$$

La variable  $x$  dépend des réluctances  $\mathcal{R}_1$ ,  $\mathcal{R}_2$  et  $\mathcal{R}_3$  et est définie par l'équation 7.5:

$$x = \frac{4\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3}{4\mathfrak{R}_2 + 2\mathfrak{R}_3}. \quad 7.5$$

Les équations 7.6 et 7.7 expriment les flux  $\Phi_3$  et  $\Phi_4$  des colonnes latérales:

$$\Phi_3 = \frac{\Phi_B}{2} + x\Phi_A + (1-x)\Phi_C, \quad 7.6$$

$$\Phi_4 = \frac{\Phi_B}{2} + x\Phi_C + (1-x)\Phi_A. \quad 7.7$$

Les équations 7.3, 7.4, 7.6 et 7.7 sont valides pour des flux alternatifs et continus.

La force magnétomotrice est analogue à la tension dans le circuit magnétique. Le développement suivant permet de trouver la matrice caractéristique du circuit magnétique qui permet de déterminer les forces magnétomotrices  $F_A$ ,  $F_B$  et  $F_C$  en fonction des flux  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$ . Les forces magnétomotrices  $F_A$ ,  $F_B$  et  $F_C$  sont analogues aux tensions aux bornes des sources de flux  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$ . Les équations 7.8 à 7.10 donnent les expressions des forces magnétomotrices en fonction des flux définis dans la figure 7.4. Ces équations ont été obtenues en appliquant la loi des tensions de Kirchhoff sur des boucles du circuit de la figure 7.4.

$$F_A = \mathfrak{R}_1\Phi_A + \mathfrak{R}_3\Phi_3 \quad 7.8$$

$$F_B = \mathfrak{R}_1\Phi_B + 2\mathfrak{R}_2\Phi_1 + \mathfrak{R}_3\Phi_3 \quad 7.9$$

$$F_C = \mathfrak{R}_1\Phi_C + \mathfrak{R}_3\Phi_4 \quad 7.10$$

Si l'on remplace les flux  $\Phi_1$ ,  $\Phi_3$  et  $\Phi_4$  par les expressions correspondantes données aux équations 7.3, 7.6 et 7.7, on trouve:

$$F_A = \mathcal{R}_1 \Phi_A + \mathcal{R}_3 \left[ \frac{\Phi_B}{2} + x \Phi_A + (1-x) \Phi_C \right] \quad 7.11$$

$$F_B = \mathcal{R}_1 \Phi_B + 2\mathcal{R}_2 \left[ \frac{\Phi_B}{2} + (1-x) \Phi_C - (1-x) \Phi_A \right] + \mathcal{R}_3 \left[ \frac{\Phi_B}{2} + x \Phi_A + (1-x) \Phi_C \right] \quad 7.12$$

$$F_C = \mathcal{R}_1 \Phi_C + \mathcal{R}_3 \left[ \frac{\Phi_B}{2} + x \Phi_C + (1-x) \Phi_A \right] \quad 7.13$$

Les équations 7.14 à 7.16 mettent en valeur les flux  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$ .

$$F_A = [\mathcal{R}_1 + x\mathcal{R}_3] \Phi_A + \left[ \frac{\mathcal{R}_3}{2} \right] \Phi_B + [(1-x)\mathcal{R}_3] \Phi_C \quad 7.14$$

$$F_B = [-2(1-x)\mathcal{R}_2 + x\mathcal{R}_3] \Phi_A + \left[ \mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 + \frac{\mathcal{R}_3}{2} \right] \Phi_B + [2(1-x)\mathcal{R}_2 + (1-x)\mathcal{R}_3] \Phi_C \quad 7.15$$

$$F_C = [(1-x)\mathcal{R}_3] \Phi_A + \left[ \frac{\mathcal{R}_3}{2} \right] \Phi_B + [\mathcal{R}_1 + x\mathcal{R}_3] \Phi_C \quad 7.16$$

Finalement, on obtient sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} F_A \\ F_B \\ F_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathcal{R}_1 + x\mathcal{R}_3) & \frac{\mathcal{R}_3}{2} & (1-x)\mathcal{R}_3 \\ (-2(1-x)\mathcal{R}_2 + x\mathcal{R}_3) & \left( \mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 + \frac{\mathcal{R}_3}{2} \right) & (2(1-x)\mathcal{R}_2 + (1-x)\mathcal{R}_3) \\ (1-x)\mathcal{R}_3 & \frac{\mathcal{R}_3}{2} & (\mathcal{R}_1 + x\mathcal{R}_3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} \quad 7.17$$



### 7.3.3.3 Cas du transformateur triphasé à trois colonnes

Dans le cas du transformateur triphasé à trois colonnes, si l'on néglige l'effet de la cuve, la valeur de la réluctance  $\mathcal{R}_3$  est très grande. Le flux homopolaire associé au courant homopolaire est alors bloqué de telle sorte que la saturation du circuit magnétique est impossible. Ce comportement a été vérifié expérimentalement sur le petit transformateur triphasé à trois colonnes et par des simulations (section 7.6.2).

Par ailleurs, les transformateurs monophasés de grande puissance ont subi un échauffement significatif du couvercle de la cuve en présence de 75 A de courant continu (transformateurs à 735 kV). Le flux crête de magnétisation, poussé par un champ magnétique important dû à la saturation, trouve donc un chemin à l'intérieur de la cuve pour un courant continu élevé. Il est possible, à courant continu élevé, que la cuve offre également un chemin pour le flux homopolaire des transformateurs triphasés à trois colonnes. Toutefois, l'effet sur l'échauffement des pièces de structure à l'intérieur des enroulements demeure toujours inférieur au cas du transformateur triphasé à cinq colonnes.

### 7.3.3.4 Cas du transformateur triphasé à cinq colonnes

Les colonnes latérales des transformateurs triphasés à cinq colonnes permettent la circulation du flux homopolaire à l'intérieur du circuit magnétique contrairement au transformateur triphasé à trois colonnes. Une saturation profonde des colonnes latérales a été observée lors des simulations du transformateur triphasé à cinq colonnes (section 7.6.3). Les colonnes latérales deviennent alors saturées pendant 360° électriques lors de l'injection de courant continu dans les trois phases. Étant donné que la valeur de  $\mathcal{R}_3$

devient très élevée par rapport à  $\mathfrak{R}_1$  et  $\mathfrak{R}_2$ ,  $x$  tend vers 0.5, ce qui implique que le flux alternatif  $\Phi_1$  tend vers  $-\Phi_A$  ( $=\frac{\Phi_B}{2} + \frac{\Phi_C}{2} - \frac{\Phi_A}{2}$ ) et que le flux alternatif  $\Phi_2$  tend vers  $-\Phi_C$  ( $=\frac{\Phi_B}{2} + \frac{\Phi_A}{2} - \frac{\Phi_C}{2}$ ). Dans les colonnes latérales, le flux alternatif tend vers 0 ( $=\frac{\Phi_B}{2} + \frac{\Phi_A}{2} + \frac{\Phi_C}{2}$ ). Le flux continu circule dans les colonnes latérales avec une amplitude qui tend vers  $\frac{\Phi_B}{2} + \frac{\Phi_A}{2} + \frac{\Phi_C}{2}$  (quantités continues). Il s'agit en fait du même comportement que le transformateur triphasé à trois colonnes.

Pour que la saturation profonde des colonnes latérales soit possible, il faut que le flux alternatif puisse circuler en entier dans les culasses supérieures et inférieures sans les saturer. Deux paramètres déterminent cette possibilité: le niveau d'induction nominal et la section des culasses. Dans le cas du petit transformateur, le niveau d'induction nominal est de 1 tesla et la section des culasses est égale à 75% de celle des colonnes bobinées. La circulation de 100% du flux dans 75% de la section cause une surexcitation approximative de 1,33 p.u., soit environ 1,33 tesla, ce qui ne cause pas la saturation des culasses. Le comportement devient donc comme celui du transformateur triphasé à trois colonnes après la saturation profonde des colonnes latérales. Le flux continu qui sature les colonnes latérales pendant 360° électriques circule dans les trois colonnes bobinées. Cette composante continue du flux qui circule dans les trois colonnes bobinées provoque la saturation dans une polarité du noyau à l'intérieur des enroulements ce qui fait augmenter le champ magnétique crête vu par les pièces de structure.

En pratique, la section des culasses des transformateurs de grande puissance est égale à 50% de la section des colonnes bobinées. De plus, le transformateur opère tout près du

genou de saturation. Le passage du flux total dans les culasses causerait une surexcitation d'environ 2 p.u., ce qui est irréaliste. Les colonnes latérales n'entrent donc pas en état de saturation profonde mais seaturent dans une polarité comme les colonnes bobinées. Les colonnes latérales portent moins de flux alternatif et les culasses en portent plus mais pas la totalité. Il s'agit donc d'un comportement intermédiaire.

### 7.3.4 Transformateur triphasé de type cuirassé

#### 7.3.4.1 Circuit magnétique

Le circuit magnétique utilisant des réluctances non linéaires représentant le transformateur triphasé de type cuirassé est illustré à la figure 7.5.

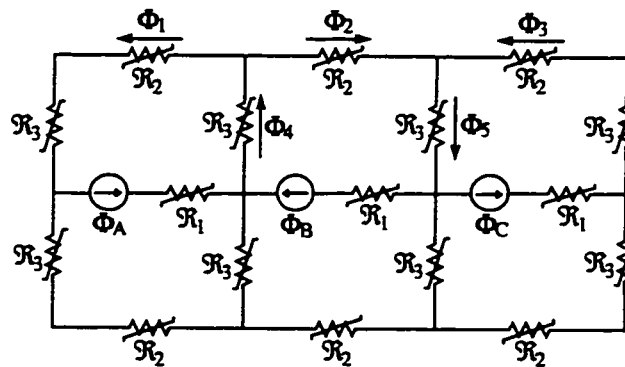


Figure 7.5 Circuit magnétique du transformateur de type cuirassé.

#### 7.3.4.2 Équations du circuit magnétique

Les équations 7.18 à 7.22 donnent les expressions des flux de la figure 7.5 (flux alternatifs et continus).

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_A}{2}$$

7.18

$$\Phi_2 = \frac{\Phi_B}{2} \quad 7.19$$

$$\Phi_3 = \frac{\Phi_C}{2} \quad 7.20$$

$$\Phi_4 = \frac{\Phi_A + \Phi_B}{2} \quad 7.21$$

$$\Phi_5 = \frac{\Phi_B + \Phi_C}{2} \quad 7.22$$

La force magnétomotrice est analogue à la tension dans le circuit magnétique. Le développement suivant permet de trouver la matrice caractéristique du circuit magnétique qui permet de déterminer les forces magnétomotrices  $F_A$ ,  $F_B$  et  $F_C$  en fonction des flux  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$ . On rappelle que les forces magnétomotrices  $F_A$ ,  $F_B$  et  $F_C$  sont analogues aux tensions aux bornes des sources de flux  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$ . Les équations 7.23 à 7.25 donnent les expressions des forces magnétomotrices en fonction des flux définis dans la figure 7.5. Ces équations ont été obtenues en appliquant la loi des tensions de Kirchhoff sur des boucles du circuit de la figure 7.5.

$$F_A = \mathfrak{R}_1 \Phi_A + (\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3) \Phi_1 + \mathfrak{R}_3 \Phi_4 \quad 7.23$$

$$F_B = \mathfrak{R}_1 \Phi_B + \mathfrak{R}_3 \Phi_4 + \mathfrak{R}_2 \Phi_2 + \mathfrak{R}_3 \Phi_5 \quad 7.24$$

$$F_C = \mathfrak{R}_1 \Phi_C + (\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3) \Phi_3 + \mathfrak{R}_3 \Phi_5 \quad 7.25$$

Si l'on remplace les flux  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$ ,  $\Phi_3$ ,  $\Phi_4$  et  $\Phi_5$  par les expressions correspondantes données aux équations 7.18 à 7.22, on trouve:

$$F_A = \mathfrak{R}_1 \Phi_A + (\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3) \frac{\Phi_A}{2} + \mathfrak{R}_3 \frac{\Phi_A + \Phi_B}{2} \quad 7.26$$

$$F_B = \mathfrak{R}_1 \Phi_B + \mathfrak{R}_3 \frac{\Phi_A + \Phi_B}{2} + \mathfrak{R}_2 \frac{\Phi_B}{2} + \mathfrak{R}_3 \frac{\Phi_B + \Phi_C}{2} \quad 7.27$$

$$F_C = \mathfrak{R}_1 \Phi_C + (\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3) \frac{\Phi_C}{2} + \mathfrak{R}_3 \frac{\Phi_B + \Phi_C}{2} \quad 7.28$$

Les équations 7.29 à 7.31 mettent en valeur les flux  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$ .

$$F_A = \left[ \mathfrak{R}_1 + \frac{\mathfrak{R}_2}{2} + \mathfrak{R}_3 \right] \Phi_A + \frac{\mathfrak{R}_3}{2} \Phi_B \quad 7.29$$

$$F_B = \frac{\mathfrak{R}_3}{2} \Phi_A + \left[ \mathfrak{R}_1 + \frac{\mathfrak{R}_2}{2} + \mathfrak{R}_3 \right] \Phi_B + \frac{\mathfrak{R}_3}{2} \Phi_C \quad 7.30$$

$$F_C = \frac{\mathfrak{R}_3}{2} \Phi_B + \left[ \mathfrak{R}_1 + \frac{\mathfrak{R}_2}{2} + \mathfrak{R}_3 \right] \Phi_C \quad 7.31$$

Finalement, sous forme matricielle on obtient:

$$\begin{bmatrix} F_A \\ F_B \\ F_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left( \mathfrak{R}_1 + \frac{\mathfrak{R}_2}{2} + \mathfrak{R}_3 \right) & \frac{\mathfrak{R}_3}{2} & 0 \\ \frac{\mathfrak{R}_3}{2} & \left( \mathfrak{R}_1 + \frac{\mathfrak{R}_2}{2} + \mathfrak{R}_3 \right) & \frac{\mathfrak{R}_3}{2} \\ 0 & \frac{\mathfrak{R}_3}{2} & \left( \mathfrak{R}_1 + \frac{\mathfrak{R}_2}{2} + \mathfrak{R}_3 \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} \quad 7.32$$

### 7.3.4.3 Analyse de la saturation du transformateur de type cuirassé

Les réluctances  $\mathcal{R}_2$  et  $\mathcal{R}_3$  représentent des parties du noyau dont la section est 50% de celle du noyau à l'intérieur des enroulements ( $\mathcal{R}_1$ ). Les équations 7.18, 7.19 et 7.20 démontrent que les flux  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  et  $\Phi_3$  sont la moitié du flux qui circule dans le noyau à l'intérieur des enroulements (flux alternatifs et continus). Ces parties du noyau sont donc dans les mêmes conditions de saturation que les parties bobinées. Les équations 7.21 et 7.22 démontrent que la composante alternative du flux  $\Phi_4$  est égale à  $-\Phi_C/2$  et que celle du flux  $\Phi_5$  est égale à  $-\Phi_A/2$ . Les composantes continues de  $\Phi_4$  et de  $\Phi_5$  sont égales à la somme des flux continus à l'intérieur des enroulements des deux phases adjacentes divisée par deux. Les culasses intermédiaires sont donc des parties qui atteignent le plus haut niveau de saturation. Toutefois, pour l'analyse de l'échauffement des pièces de structure, la saturation du noyau à l'intérieur des enroulements demeure l'aspect le plus important.

## 7.4 Développement des circuits équivalents électriques duaux

### 7.4.1 Objectif de la procédure

Il existe une analogie directe entre le circuit magnétique et le circuit électrique (section 7.3.1); on peut alors se demander pourquoi on trouve pertinent de développer un circuit électrique équivalent. Pour l'étude actuelle, on cherche à simuler le comportement des transformateurs en présence de courant continu superposé à l'excitation alternative. Le courant continu entraîne un déplacement du point d'opération du flux dans les colonnes bobinées (sauf pour le transformateur triphasé à trois colonnes). Ce déplacement du point d'opération s'effectue de manière à ce que la valeur moyenne du courant de

magnétisation de chaque phase soit égale au courant continu qui doit circuler dans les enroulements et qui est limité par la résistance cc des conducteurs. Étant donné l'interaction magnétique entre les phases, le point d'opération n'est pas identique pour les trois phases. Pour résoudre ce problème complexe avec le seul circuit magnétique, il faut procéder par itérations sur le point d'opération du flux dans les trois phases jusqu'à l'obtention d'une solution qui vérifie que la valeur moyenne des courants de magnétisation soit égale au courant continu injecté. Par ailleurs, la simulation du circuit électrique dual permet la détermination automatique du point d'opération du flux dans les trois phases. Le logiciel calcule le courant et la tension (donc le flux) pendant le régime transitoire et le point d'opération du flux s'ajuste progressivement jusqu'à l'obtention du régime établi. Cette méthode est également plus générale parce que les modèles développés peuvent être utilisés à d'autres fins, comme par exemple l'étude des harmoniques contenus dans le courant d'appel des transformateurs triphasés à trois colonnes et à cinq colonnes. Pour sa relative simplicité et la largeur de ses champs d'application, la modélisation basée sur le principe de dualité a été utilisée.

#### **7.4.2 Principe de dualité**

Le principe de dualité appliqué aux transformateurs a été présenté par Cherry en 1948. La méthode a été appliquée dans la recherche actuelle et une brève description du principe est décrite dans cette section.

Il est possible de construire un circuit électrique équivalent au circuit magnétique d'un transformateur en appliquant le principe de dualité qui consiste en un échange des noeuds et des mailles entre les circuits. Les règles de construction du circuit équivalent

électrique dual sont expliquées avec un exemple à la section 7.4.3. Le résultat implique que la tension d'une branche d'un circuit doit être proportionnelle au courant de la branche correspondante de l'autre circuit. Pour le cas du transformateur, la dérivée en fonction du temps du flux ( $d\Phi/dt$ ) du circuit magnétique est duale à la tension du circuit équivalent électrique correspondant. De même, la force magnétomotrice (fmm) du circuit magnétique est duale au courant du circuit électrique. La constante de proportionnalité est  $N$ , le nombre de tours. En résumé:

$$\frac{d\Phi}{dt} \xleftrightarrow{\text{dual}} e; \text{ fmm} \xleftrightarrow{\text{dual}} i$$

À chaque élément du circuit magnétique correspond un seul élément du circuit électrique équivalent. Les impédances du circuit magnétique doivent être proportionnelles aux admittances du circuit électrique équivalent dual, avec une constante de proportionnalité égale à  $K^2$  où  $K$  est une constante réelle. La procédure suivante permet de démontrer que l'inductance est l'élément dual à la réluctance.

La tension d'une bobine est reliée au flux et au courant par les relations suivantes:

$$e = N \frac{d\phi}{dt} = L \frac{di}{dt}. \quad 7.33$$

En régime sinusoïdal établi, on peut exprimer les relations précédentes comme suit:

$$e = Nj\omega\Phi = Lj\omega i. \quad 7.34$$

On obtient alors le flux en fonction du courant:



$$\Phi = \frac{Li}{N}. \quad 7.35$$

Par ailleurs, le flux peut également être exprimé en fonction de la force magnétomotrice (fmm = N·i) et de la réluctance (revoir équation 7.1). L'égalité des formulations donne:

$$\Phi = \frac{Ni}{\mathfrak{R}} = \frac{Li}{N}. \quad 7.36$$

On tire finalement que:

$$\mathfrak{R} = \frac{N^2}{L}. \quad 7.37$$

Les impédances du circuit magnétique doivent être proportionnelles aux admittances du circuit équivalent électrique dual. On a alors que:

$$\frac{\text{fmm}}{j\omega\Phi} = K^2 \frac{1}{j\omega L}, \quad 7.38$$

qui démontre que la relation de dualité est indépendante de la fréquence. La relation simplifiée devient:

$$\mathfrak{R} = K^2 \frac{1}{L}. \quad 7.39$$

Si l'on pose K égal à N, on obtient la relation cherchée. On démontre donc que l'inductance est l'élément dual à la réluctance. Il est à noter que pour l'analyse des transformateurs pratiques ayant plusieurs enroulements avec des rapports de transformation différents de l'unité, il est possible d'ajouter au modèle des

transformateurs idéaux de façon à ramener tous les enroulements à un nombre de tours  $N$  commun.

### 7.4.3 Application du principe de dualité

Le principe de dualité a été appliqué pour construire des circuits électriques équivalents aux circuits magnétiques des transformateurs triphasés. Cette section présente les règles appliquées lors de la transformation du circuit magnétique en un circuit électrique. Le cas du transformateur triphasé à 5 colonnes a été choisi pour faire la présentation de la méthode systématique. On définit d'abord les noeuds du circuit électrique équivalent en positionnant des points à l'intérieur des mailles du circuit magnétique et un point à l'extérieur de ce circuit. On relie ensuite tous les points en prenant soin de traverser chacun des éléments du circuit (sources et réductances). La figure 7.6 présente ces deux premières étapes.

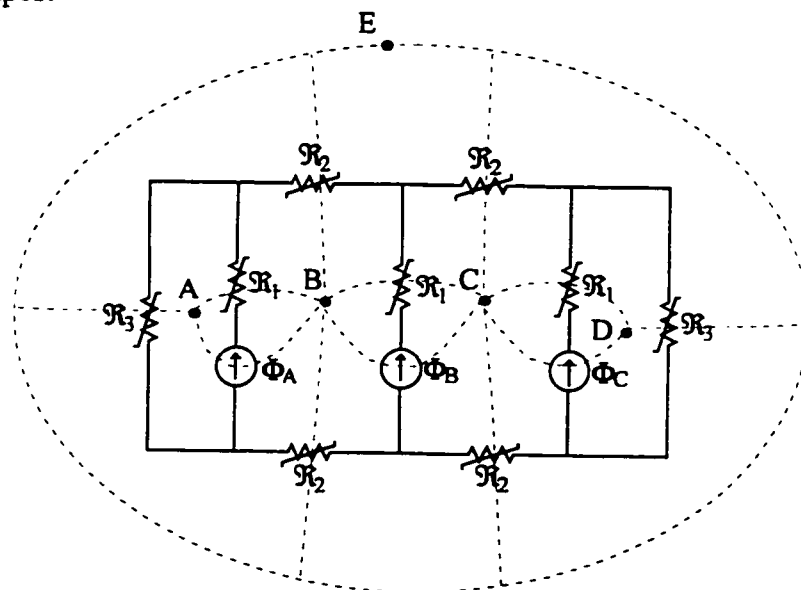


Figure 7.6 Application du principe de dualité.

Finalement, on construit le circuit électrique équivalent en faisant les conversions de réluctances à inductances et de sources de flux à sources de tension (figure 7.7).

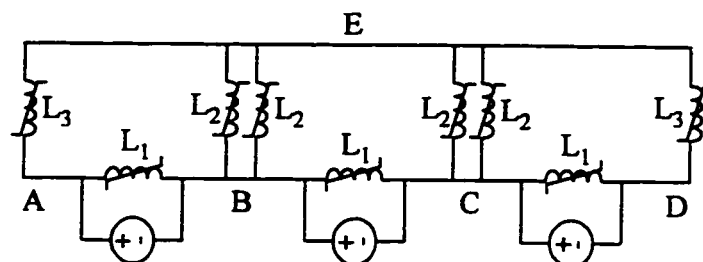


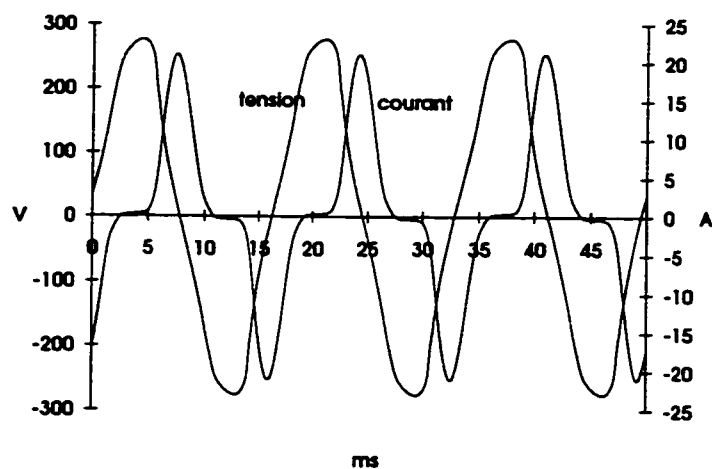
Figure 7.7 Circuit électrique résultant.

#### 7.4.4 Détermination des paramètres de simulation

L'objectif de la procédure actuelle est de déterminer les paramètres de simulation utilisables par le logiciel EMTP.

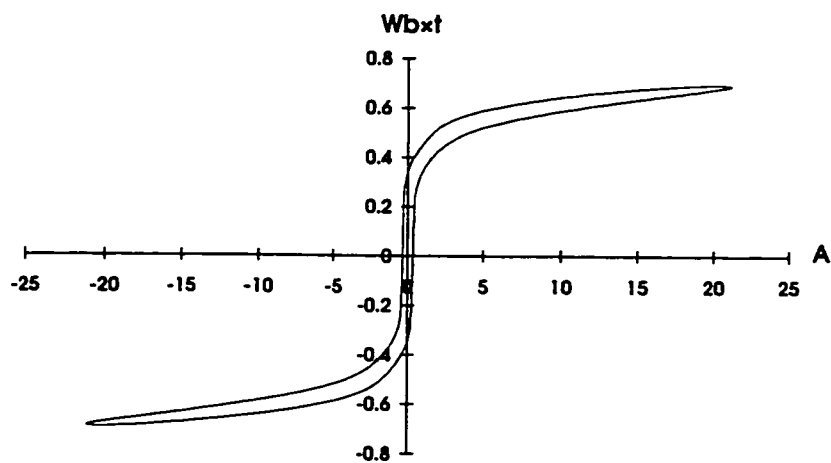
##### 7.4.4.1 Évaluation expérimentale des courbes de saturation

Pour caractériser dans EMTP les inductances non linéaires, il est indispensable d'avoir la courbe de saturation de l'acier du transformateur. Il a été choisi de mesurer expérimentalement les courbes de saturation des petits transformateurs triphasés à 5 colonnes et de type cuirassé. Cette mesure expérimentale des courbes de saturation des transformateurs s'est avérée nécessaire pour obtenir une meilleure corrélation entre les résultats mesurés et les simulations des transformateurs en présence de courant continu. La figure 7.8 montre les mesures expérimentales du courant et de la tension de la phase centrale du transformateur à 5 colonnes pour un essai monophasé en surexcitation.



**Figure 7.8** Mesure expérimentale du courant et de la tension en surexcitation.

Le graphique de la figure 7.9 montre la courbe de saturation de ce transformateur (flux versus courant). Le flux ( $N \cdot \Phi$ ) a été obtenu en intégrant numériquement la tension de la figure 7.8.



**Figure 7.9** Résultat expérimental obtenu pour la courbe de magnétisation.

La courbe B versus H est identique à la courbe de la figure 7.9 sauf que les échelles sont changées par un facteur. Le flux ( $N \cdot \Phi$ ) doit être divisé par le nombre de tours et la section du noyau pour obtenir l'induction (B) et le courant doit être multiplié par le nombre de tours et divisé par la longueur du chemin magnétique pour obtenir le champ magnétique (équations de base  $B = \Phi/S$  et  $H = NI/l$ ). Cette procédure a été appliquée également au transformateur triphasé de type cuirassé.

Pour les simulations EMTP, il a fallu produire une courbe de saturation en utilisant des points de la courbe de saturation mesurée. Le tableau 7.1 présente les points utilisés pour les simulations des transformateurs à cinq colonnes et de type cuirassé.

**Tableau 7.1** Points des courbes de saturation utilisés pour les simulations.

courbe 5 colonnes		courbe cuirassé	
B(T)	H(A/m)	B(T)	H(A/m)
0	0	0	0
0,8	50	0,5	70
1,01	190	0,64	125
1,15	310	0,75	200
1,36	710	0,86	350
1,56	1400	0,96	600
1,69	2200	1,09	1125
1,8	3400	1,21	2000
1,9	4900	1,31	3000
1,96	6400	1,38	4000
2	9600	1,47	6000

#### 7.4.4.2 Calcul des couples ( $i$ , $N\Phi$ ) des segments de noyau

Les courbes de magnétisation tracent l'induction (tesla) en fonction du champ magnétique (A/m). Pour obtenir des courants de magnétisation en A, on multiplie les valeurs de champ magnétique par la longueur du segment de noyau modélisé et on divise par le nombre de tours. La longueur de chaque segment du circuit magnétique a été calculée à partir du centre du noyau des transformateurs. Par exemple, pour calculer la longueur de l'élément représentant une colonne bobinée d'un transformateur de type à colonnes, on a utilisé la formule  $(h_f + h_t)/2$ , dans laquelle  $h_f$  est la hauteur de la fenêtre et  $h_t$  est la hauteur du noyau du transformateur. Pour obtenir des flux en Wb-t, on multiplie les valeurs d'induction par la section  $S$  (en  $m^2$ ) du segment considéré et on multiplie par le nombre de tours.

Le tableau 7.2, donné à titre indicatif, présente les couples ( $i$ ,  $N\Phi$ ) des inductances non linéaires du circuit électrique équivalent du transformateur triphasé à cinq colonnes. Les inductances sont disposées dans le circuit équivalent électrique comme dans la figure 7.7. La longueur des colonnes bobinées de ce petit transformateur est de 99 mm, celle des colonnes de retour est de 176 mm et la longueur des culasses est de 77 mm. La section des colonnes bobinées est de  $0,002 m^2$ . La section des culasses est 75% de celle des colonnes bobinées et la section des colonnes de retour est 50% de celle des colonnes bobinées. Le nombre de tours est de 160. Connaissant ces paramètres, on peut retrouver les valeurs du tableau 7.2 à partir de celles du tableau 7.1. Cette procédure a été implantée de façon automatique à l'aide d'un chiffrier électronique (Excel).

**Tableau 7.2** Couples ( $i$ ,  $N\Phi$ ) des inductances non linéaires.

L1		L2		L3	
$i$ (A)	$N\Phi$ (Wb.t)	$i$ (A)	$N\Phi$ (Wb.t)	$i$ (A)	$N\Phi$ (Wb.t)
0	0	0	0	0	0
0,03	0,26	0,02	0,19	0,06	0,13
0,12	0,32	0,09	0,24	0,21	0,16
0,19	0,37	0,15	0,28	0,34	0,18
0,44	0,44	0,34	0,33	0,78	0,22
0,87	0,50	0,67	0,37	1,54	0,25
1,36	0,54	1,06	0,41	2,42	0,27
2,10	0,58	1,64	0,43	3,74	0,29
3,03	0,61	2,36	0,46	5,39	0,30
3,96	0,63	3,08	0,47	7,04	0,31
5,94	0,64	4,62	0,48	10,56	0,32

La simulation du circuit magnétique des transformateurs a été faite pour valider l'application du principe de dualité (section 7.6.2). Pour ce faire, des résistances non linéaires analogues aux réluctances ont été définies pour la simulation avec EMTP. Le tableau 7.3 présente les couples ( $\Phi$ , fmm) des réluctances non linéaires du circuit magnétique représentant le petit transformateur triphasé à cinq colonnes.

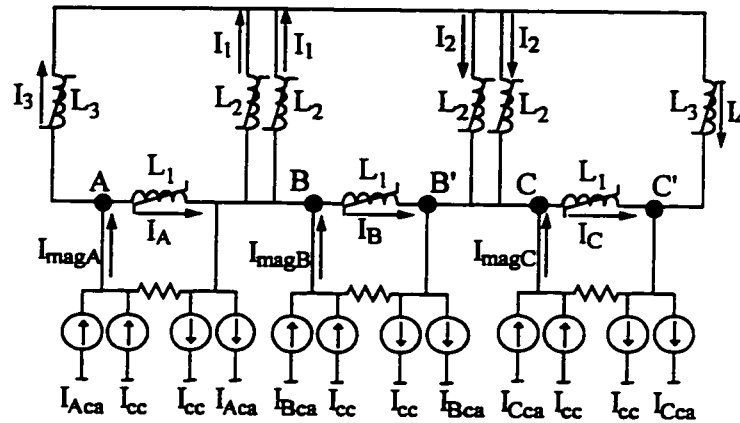
**Tableau 7.3** Couples ( $\Phi$ , fmm) des réluctances non linéaires.

R1		R2		R3	
$\Phi$ (Wb)	fmm (A)	$\Phi$ (Wb)	fmm (A)	$\Phi$ (Wb)	fmm (A)
0	0	0	0	0	0
0,0016	5,0	0,0012	3,9	0,0008	8,8
0,0020	18,8	0,0015	14,6	0,0010	33,4
0,0023	30,7	0,0017	23,9	0,0012	54,6
0,0027	70,3	0,0020	54,7	0,0014	125,0
0,0031	138,6	0,0023	107,8	0,0016	246,4
0,0034	217,8	0,0025	169,4	0,0017	387,2
0,0036	336,6	0,0027	261,8	0,0018	598,4
0,0038	485,1	0,0029	377,3	0,0019	862,4
0,0039	633,6	0,0029	492,8	0,0020	1126,4
0,0040	950,4	0,0030	739,2	0,0020	1689,6

#### 7.4.5 Circuit de simulation des transformateurs à trois et à cinq colonnes

La figure 7.10 présente le modèle complet utilisé pour la simulation (EMTP) du transformateur triphasé à 5 colonnes en présence de courant continu. Les sources de tension sont modélisées par deux sources de courant pour garder le neutre flottant. Le modèle du transformateur à trois colonnes est identique à celui du transformateur à 5 colonnes sauf qu'il faut court-circuiter les inductances non linéaires  $L_3$ .





**Figure 7.10** Circuit de simulation du transformateur à cinq colonnes.

Les courants  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  et  $I_4$  indiqués sur la figure sont duaux aux tensions aux bornes des réluctances du circuit de la figure 7.4. Ainsi, comme la tension du circuit magnétique est analogue à la force magnétomotrice, les courants de la figure 7.10 sont proportionnels aux tensions de la figure 7.4 avec une constante de proportionnalité égale à  $N$ , le nombre de tours. Les courants  $I_{Aca}$ ,  $I_{Bca}$  et  $I_{Cca}$  sont des courants sinusoïdaux alors que les courants  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  et  $I_4$  sont déformés.

On peut faire l'analyse du circuit de la figure 7.10 en appliquant la loi des courants de Kirchhoff aux noeuds indiqués sur la figure. De cette façon, on peut trouver les équations duales aux équations 7.8, 7.9 et 7.10 obtenues à partir de la loi des tensions de Kirchhoff appliquée aux boucles du circuit de la figure 7.4. En effet, le principe de dualité consiste en un échange des noeuds et des mailles entre les circuits.

La loi des courants appliquée aux noeuds A et B donnent les équations 7.40 et 7.41:

$$I_{magA} = I_A + I_3, \quad 7.40$$

$$I_{\text{magB}} = I_B + 2I_1 + I_{\text{magA}} - I_A . \quad 7.41$$

L'équation 7.40 est duale à l'équation 7.8. Si l'on remplace l'expression de  $I_{\text{magA}}$  de 7.40 dans 7.41, on obtient l'équation 7.42 qui est duale à l'équation 7.9:

$$I_{\text{magB}} = I_B + 2I_1 + I_3 . \quad 7.42$$

Finalement, la loi des courants appliquée au noeud C' donne l'équation 7.43:

$$I_{\text{magC}} = I_C + I_4 , \quad 7.43$$

qui est duale à l'équation 7.10.

La loi des courants au noeud B' donne:

$$I_{\text{magB}} = I_B + 2I_2 + I_{\text{magC}} - I_C . \quad 7.44$$

La loi des courants appliquée au noeud C donne:

$$I_{\text{magC}} = I_C - 2I_2 + I_{\text{magB}} - I_B , \quad 7.45$$

qui est une équation équivalente à 7.44 car B' et C représentent en fait le même noeud.

Si l'on substitue la valeur de  $I_{\text{magC}}$  de 7.43 dans 7.44, on obtient une nouvelle expression pour  $I_{\text{magB}}$ :

$$I_{\text{magB}} = I_B + 2I_2 + I_4 . \quad 7.46$$

Cette petite analyse a comme objectif de montrer les relations entre les courants générés par les différentes parties du noyau et les courants de magnétisation des phases A, B et C qui peuvent être mesurés expérimentalement.

#### 7.4.6 Circuit de simulation du transformateur de type cuirassé

Le circuit électrique équivalent dual au circuit magnétique du transformateur de type cuirassé a été construit en appliquant le principe de dualité.

La figure 7.11 présente le modèle complet utilisé pour la simulation (EMTP) du transformateur triphasé de type cuirassé en présence de courant continu. Encore une fois, les sources de tension sont modélisées par deux sources de courant pour garder le neutre flottant.

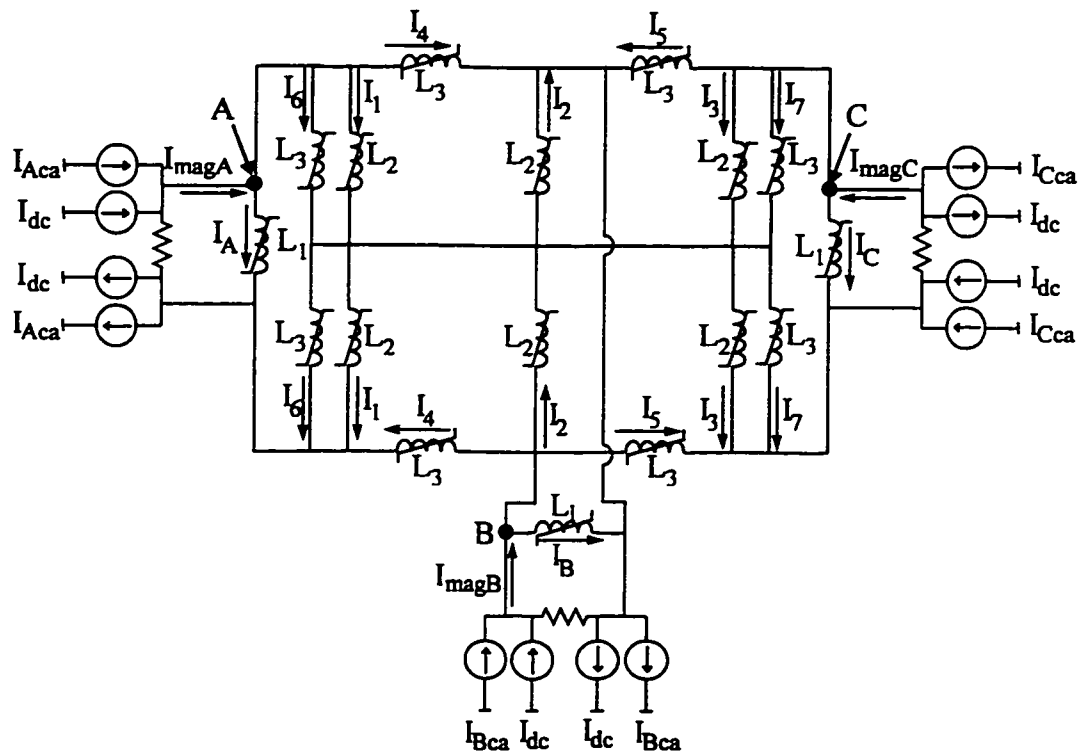


Figure 7.11 Circuit de simulation du transformateur de type cuirassé.

Les courants  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $I_4$ ,  $I_5$ ,  $I_6$  et  $I_7$  indiqués sur la figure sont duaux aux tensions aux bornes des réluctances du circuit de la figure 7.5. Ainsi, comme la tension du circuit magnétique est analogue à la force magnétomotrice, les courants de la figure 7.11 sont proportionnels aux tensions de la figure 7.5 avec une constante de proportionnalité égale à  $N$ , le nombre de tours. Les courants  $I_{Aca}$ ,  $I_{Bca}$  et  $I_{Cca}$  sont des courants sinusoïdaux alors que les courants  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $I_4$ ,  $I_5$ ,  $I_6$  et  $I_7$  sont déformés.

On peut faire l'analyse du circuit de la figure 7.11 en appliquant la loi des courants de Kirchhoff aux noeuds indiqués sur la figure. De cette façon, on peut trouver les équations duales aux équations 7.23, 7.24 et 7.25 obtenues à partir de la loi des tensions de Kirchhoff appliquée aux boucles du circuit de la figure 7.5. En effet, le principe de dualité consiste en un échange des noeuds et des mailles entre les circuits.

La loi des courants appliquée aux noeuds A, B et C donne les équations 7.47, 7.48 et 7.49 qui sont duales aux équations 7.23, 7.24 et 7.25.

$$I_{\text{magA}} = I_A + I_1 + I_6 + I_4 \quad 7.47$$

$$I_{\text{magB}} = I_B + I_4 + I_2 + I_5 \quad 7.48$$

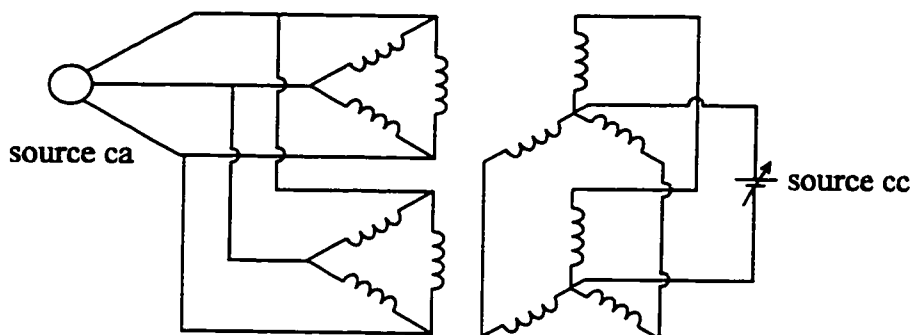
$$I_{\text{magC}} = I_C + I_3 + I_7 + I_5 \quad 7.49$$

Cette petite analyse a comme objectif de montrer les relations entre les courants générés par les différentes parties du noyau et les courants de magnétisation des phases A, B et C qui peuvent être mesurés expérimentalement.

## 7.5 Validation expérimentale des circuits de simulation

### 7.5.1 Circuit expérimental

Des essais d'injection de courant continu dans des transformateurs triphasés de quelques kVA à trois colonnes, à cinq colonnes et de type cuirassé ont été réalisés pour valider les circuits de simulation. La figure 7.12 présente le circuit d'injection de courant continu dans les transformateurs triphasés.

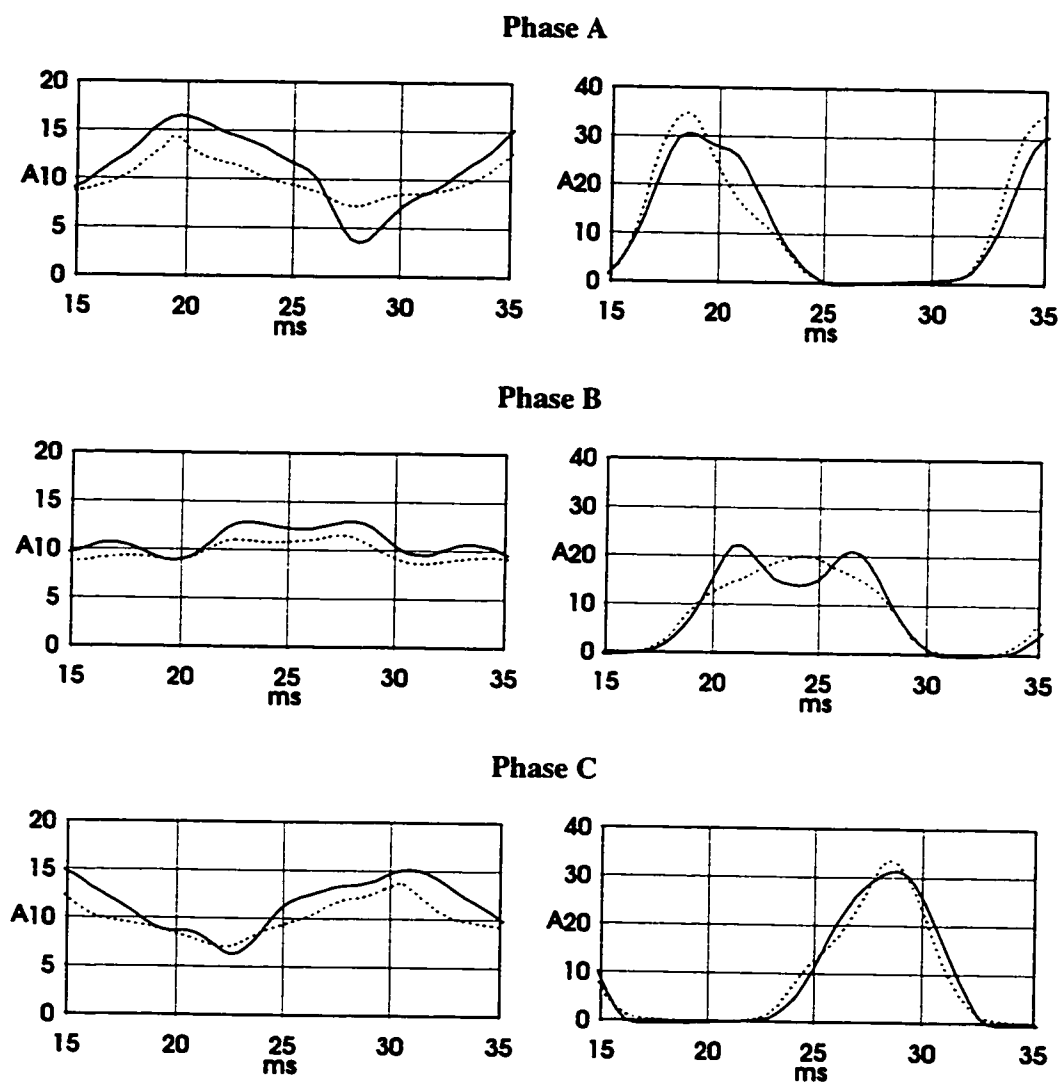


**Figure 7.12** Circuit expérimental d'injection de courant continu.

Le courant continu a été injecté par le neutre des transformateurs reliés en parallèle et en étoile au secondaire. Les primaires, connectés en triangle, ont été également mis en parallèle du côté de la source triphasée alternative à 120 V. Le courant de magnétisation de chaque phase des transformateurs a été évalué en faisant la somme des contributions des primaires et des secondaires (cc du côté secondaire et ca du côté primaire). Des simulations des circuits électriques correspondants ont été réalisées dans le but de valider les circuits de simulation. Les courbes de saturation des éléments non linéaires ont été évaluées expérimentalement (une courbe par transformateur).

### 7.5.2 Comparaison des mesures et des simulations

La figure 7.13 présente la comparaison des courants de magnétisation mesurés avec les courants simulés pour une injection de 10 A de courant continu par phase dans les transformateurs.



**Figure 7.13** Validation expérimentale des circuits de simulation (à gauche: triphasé cinq colonnes; à droite: triphasé de type cuirassé; mesures: lignes pleines; simulations: lignes pointillées).

On remarque que la valeur moyenne de chaque forme d'onde est de 10 A, soit la valeur du courant continu injecté. Les différences entre les résultats expérimentaux et les simulations sont dues à l'erreur associée à la modélisation de la courbe de saturation des transformateurs.

## **7.6 Simulations et essais**

### **7.6.1 Considérations pratiques en regard des simulations**

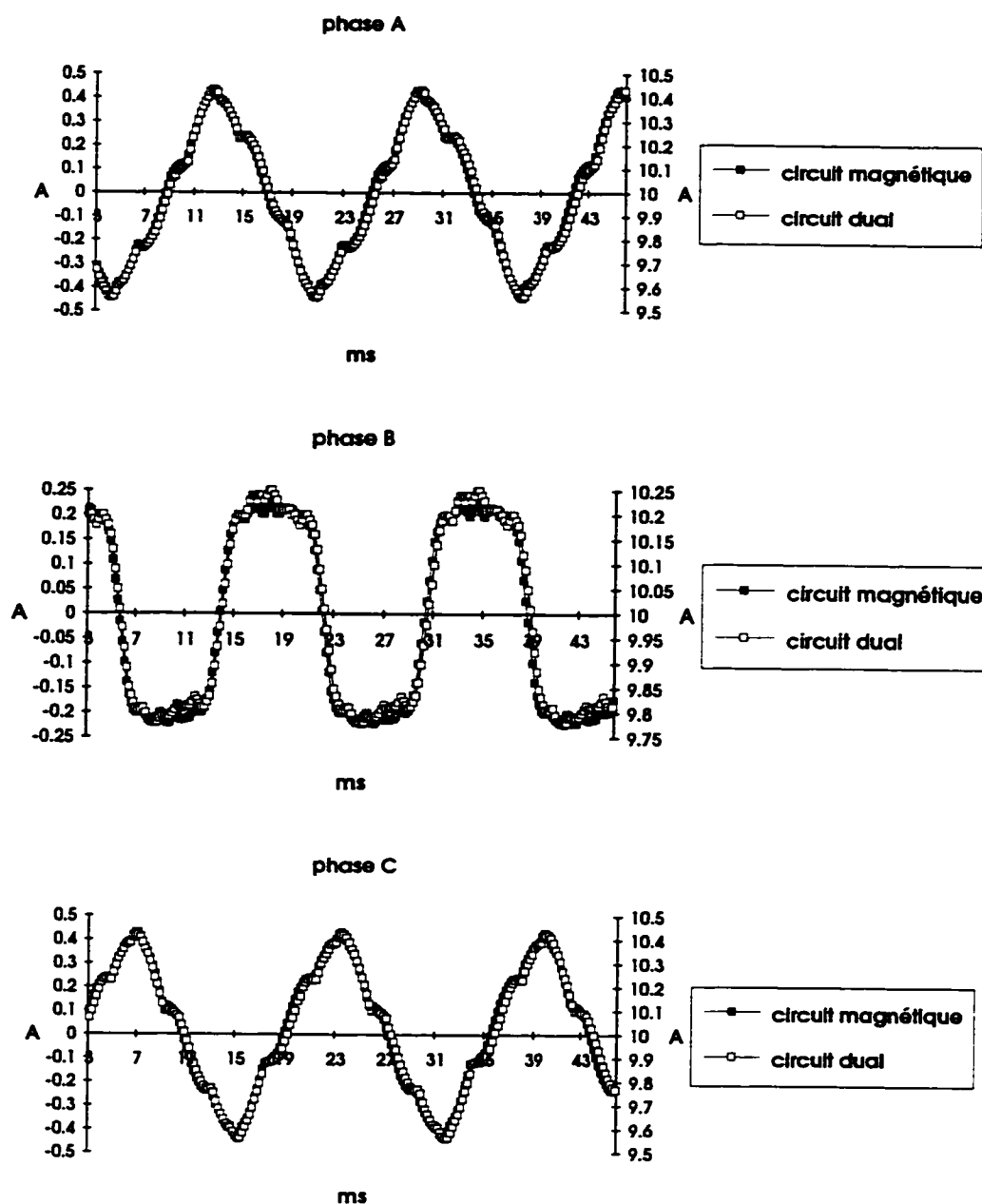
Pour simuler avec EMTP une source de tension flottante, il faut utiliser deux sources de courant aux bornes d'une résistance. En réalité, les deux sources de courant en représentent une seule (équivalent Norton), mais comme chacune des sources a une mise à la terre, le fait d'en utiliser deux permet d'isoler le reste du circuit de simulation. La valeur des sources de courant multipliée par la valeur de la résistance donne la valeur de la source de tension qui est modélisée.

Les sources de courant continu permettent d'injecter le courant continu dans les inductances non linéaires du circuit électrique équivalent des transformateurs triphasés. Initialement, la totalité du courant continu circule dans la résistance car les inductances offrent à ce moment une haute impédance. La tension continue ainsi produite entraîne la saturation transitoire des inductances non linéaires du circuit électrique. Les éléments non linéaires se saturent plus ou moins selon le type de transformateur et selon la valeur du courant continu injecté. Les courants de magnétisation obtenus en régime établi ont une valeur moyenne égale à la valeur du courant continu injecté par les sources de courant continu. Les courants de magnétisation comportent également un fondamental et des harmoniques qui dépendent du type de transformateur simulé.

### 7.6.2 Simulation du petit transformateur triphasé à trois colonnes

La simulation du circuit électrique équivalent des petits transformateurs triphasés a été effectuée à l'aide du logiciel EMTP. Le transformateur triphasé à trois colonnes n'a montré aucune influence à la présence de courant continu. Pour démontrer ce phénomène, deux simulations ont été nécessaires. D'abord, une simulation du circuit électrique en présence de courant continu. Ensuite, une simulation du circuit magnétique (sans courant continu) pour obtenir une base de comparaison. La simulation du circuit magnétique (figure 7.4 sans  $\mathcal{R}_3$ ) permet d'obtenir un résultat en régime établi dès le premier cycle de simulation. Par contre, pour simuler l'effet en présence de courant continu on doit procéder par itérations (section 7.4.1). L'utilisation du circuit électrique (figure 7.10) entraîne une transitoire due au courant d'appel ce qui allonge la durée de la simulation numérique avant d'atteindre le régime établi. Cette transitoire peut donc être évitée en utilisant le circuit magnétique plutôt que le circuit électrique dual dans le cas de la simulation sans courant continu. De plus, la comparaison des résultats des simulations du circuit magnétique et du circuit électrique équivalent permet de valider l'application du principe de dualité. La figure 7.14 illustre la comparaison du courant de magnétisation du transformateur triphasé à trois colonnes avec et sans courant continu. La tension aux bornes des sources alternatives de flux (courant) du circuit magnétique est analogue à la force magnétomotrice. Le courant de magnétisation de chaque phase tiré de la simulation du circuit magnétique a donc été obtenu en divisant la tension aux bornes des sources de flux (courant) par le nombre de tours.





**Figure 7.14** Comparaison des résultats de la simulation du circuit magnétique du transformateur triphasé à trois colonnes sans courant continu (échelle de gauche) avec la simulation du circuit électrique dual en présence de 10 A de courant continu (échelle de droite).

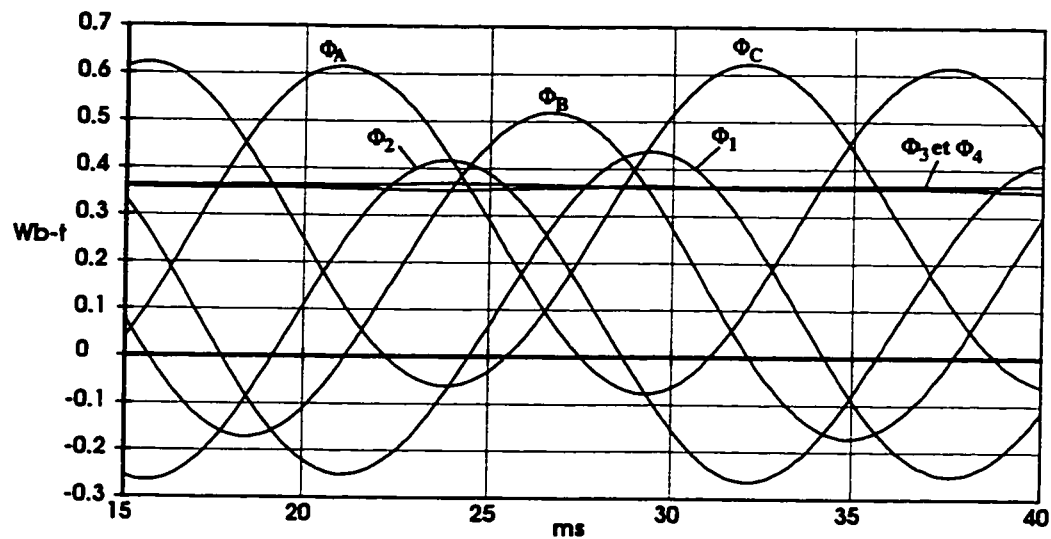
D'abord, cette figure démontre que le courant de magnétisation fondamental et les harmoniques ne sont pas changés par la présence de courant continu. Le courant continu n'affecte pas le point d'opération du flux dans les colonnes bobinées du transformateur triphasé à trois colonnes.

Ensuite, la bonne corrélation entre les résultats de la simulation du circuit magnétique versus le circuit électrique équivalent dual permet de valider l'application du principe de dualité.

### **7.6.3 Simulation du petit transformateur triphasé à cinq colonnes**

La section 7.3.3.4 présentait l'analyse du circuit magnétique du transformateur triphasé à cinq colonnes. La présente section montre les résultats de la simulation du circuit électrique équivalent en présence de 10 A de courant continu par phase.

Le logiciel EMTP permet de visualiser les formes de tension et de courant du circuit électrique simulé. Pour obtenir le flux dans les différentes branches du circuit magnétique, il a fallu intégrer la tension aux bornes des inductances (du circuit électrique) duales aux réluctances représentant les branches en question. La figure 7.15 illustre les flux calculés à l'aide de la simulation EMTP. La notation des flux est celle de la figure 7.4 qui illustre le circuit magnétique.



**Figure 7.15** Flux calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 10 A cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.

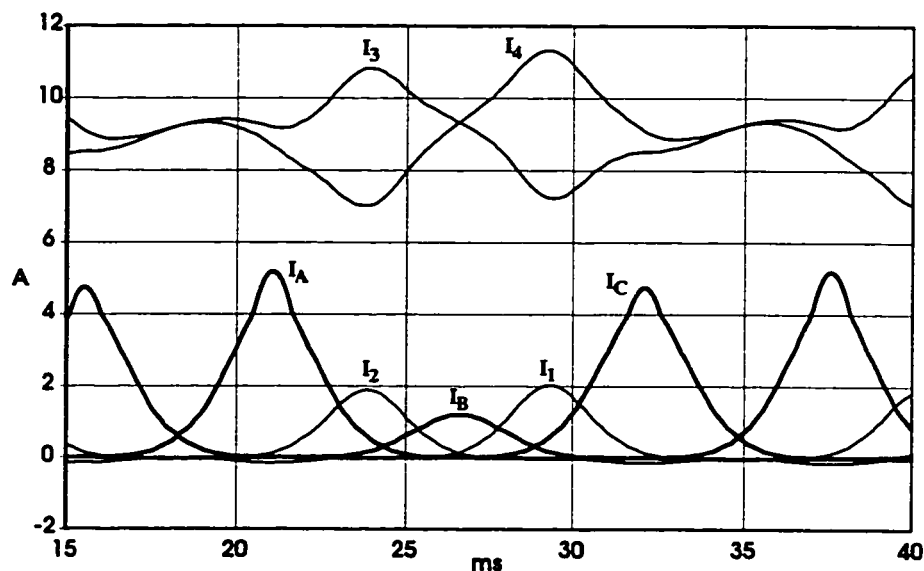
On remarque que le flux  $\Phi_1$  est l'inverse du flux  $\Phi_A$  et que le flux  $\Phi_2$  est l'inverse du flux  $\Phi_C$  (flux alternatifs). Selon la notation de la figure 7.4, on déduit que la totalité du flux alternatif circule dans les culasses supérieures et inférieures comme dans le cas du transformateur triphasé à trois colonnes. Les flux dans les colonnes de retour  $\Phi_3$  et  $\Phi_4$  ont une composante alternative quasi nulle. La composante continue des flux dans les colonnes de retour (0,37 Wb-t) est égale à la somme des composantes continues des flux  $\Phi_A$  (0,28 Wb-t),  $\Phi_B$  (0,18 Wb-t) et  $\Phi_C$  (0,28 Wb-t), divisée par deux. Il est à noter que la polarisation du flux dans la colonne centrale est inférieure à celle des colonnes latérales. La section 7.6.6 explique ce comportement.

Le déplacement du flux dans les colonnes bobinées entraîne la saturation du noyau dans une polarité ce qui fait augmenter la valeur du champ magnétique crête qui est vu par les pièces de structure (revoir figure 2.1). Le courant dans les inductances du circuit électrique est dual à la force magnétomotrice appliquée aux bornes des réluctances du

circuit magnétique. La figure 7.16 illustre les courants obtenus par la simulation du circuit électrique. La notation (A, B, C, 1, 2, 3, 4) correspond à celle de la figure 7.10.

Les courants de magnétisation des phases A, B et C, qui peuvent être reconstruits à partir des courants illustrés à la figure 7.16 à l'aide des équations 7.40, 7.42 et 7.43, ont déjà été présentés à la figure 7.13. La valeur moyenne de ces courants de magnétisation est de 10 A, qui est la valeur du courant continu injecté dans les trois phases.

Les courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  sont duaux aux forces magnétomotrices appliquées aux bornes des réluctances  $R_1$  représentant les colonnes bobinées, les courants  $I_1$  et  $I_2$  sont duaux aux forces magnétomotrices appliquées aux bornes des réluctances  $\mathcal{R}_2$  représentant les culasses et les courants  $I_3$  et  $I_4$  sont duaux aux forces magnétomotrices appliquées aux bornes des réluctances  $\mathcal{R}_3$  représentant les colonnes de retour.



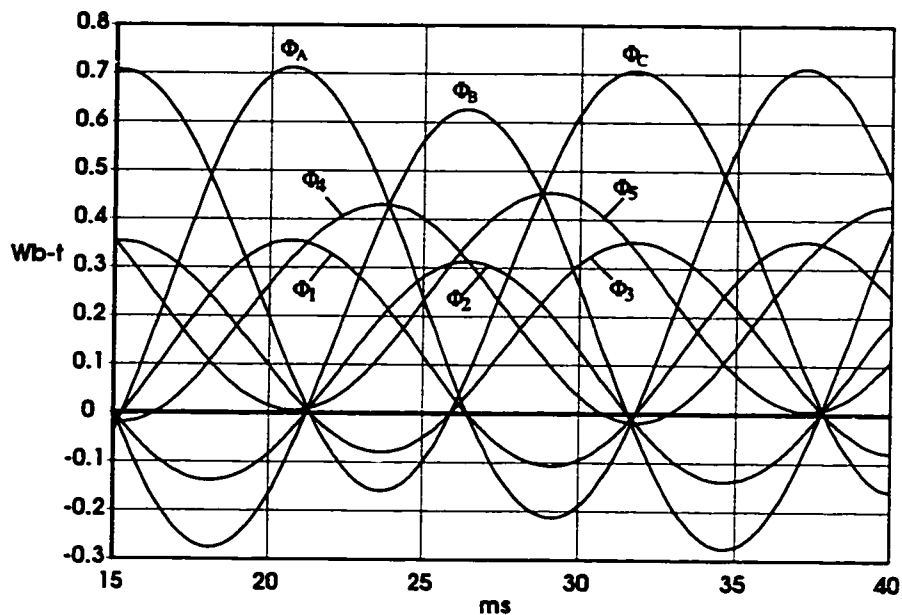
**Figure 7.16** Courants calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 10 A cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.

Le champ magnétique vu par les pièces de structure à l'intérieur des colonnes bobinées est proportionnel aux courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  indiqués en gras sur la figure. Le courant tiré par les colonnes de retour a une composante alternative d'amplitude semblable à celui des culasses ( $I_1$  et  $I_2$ ) alors que la composante alternative du flux des colonnes de retour est de beaucoup inférieure à celle des culasses (figure 7.15). Effectivement, étant donné que les colonnes de retour sont dans un état de saturation profonde, une très faible variation du flux entraîne une forte variation du courant.

Il est à noter que la valeur crête du courant  $I_C$  est inférieure à la valeur crête du courant  $I_A$ . Ce résultat signifie que le champ magnétique crête vu par les pièces de structure de la phase C est inférieur à celui vu par les pièces de structure de la phase A. Des mesures expérimentales de l'échauffement des pièces de structure ont démontré ce phénomène. Les sections 7.6.5 et 7.6.7 traitent de cette particularité.

#### **7.6.4 Simulation du petit transformateur triphasé de type cuirassé**

La section 7.3.4.3 présentait l'analyse du circuit magnétique du transformateur triphasé de type cuirassé. La présente section montre les résultats de la simulation du circuit électrique équivalent en présence de 10 A de courant continu par phase. La figure 7.17 illustre les flux calculés à l'aide de la simulation EMTP (intégrale des tensions). La notation des flux est celle de la figure 7.5 qui illustre le circuit magnétique du transformateur triphasé de type cuirassé.

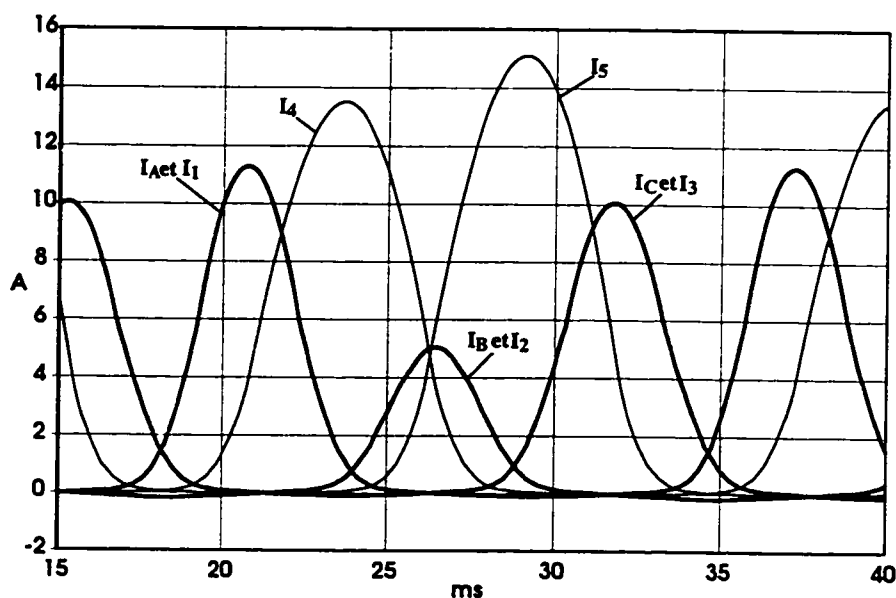


**Figure 7.17** Flux calculés à l'aide de la simulation EMTTP pour une injection de 10 A cc par phase dans le transformateur triphasé de type cuirassé.

On remarque que les flux  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  et  $\Phi_3$  sont la moitié des flux  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$  à l'intérieur des enroulements. La composante alternative du flux  $\Phi_4$  est égale à celle de l'inverse de  $\Phi_C/2$  et la composante alternative du flux  $\Phi_5$  est égale à celle de l'inverse de  $\Phi_A/2$ . La composante continue de  $\Phi_4$  (0,22 Wb-t) est égale à la somme du flux continu de  $\Phi_A$  (0,25 Wb-t) et du flux continu de  $\Phi_B$  (0,18 Wb-t), divisée par deux. De même, la composante continue de  $\Phi_5$  (0,23 Wb-t) est égale à la somme du flux continu de  $\Phi_C$  (0,28 Wb-t) et du flux continu de  $\Phi_B$  (0,18 Wb-t), divisée par deux. Comme dans le cas du transformateur à cinq colonnes, on note que la polarisation du flux dans la colonne centrale est inférieure à celle des colonnes latérales. La section 7.6.6 explique ce comportement.

La figure 7.18 illustre les courants obtenus. La notation (A,B,C,1,2,3,4,5) correspond à celle de la figure 7.11. Les courants  $I_6$  et  $I_7$  ont été volontairement omis pour simplifier la figure. Ces courants sont d'ailleurs semblables aux courants  $I_1$  et  $I_3$  avec une amplitude différente parce que la longueur des segments associés est différente, la densité de flux pour sa part étant identique. On rappelle que le courant dans les éléments du circuit électrique équivalent est dual à la force magnétomotrice appliquée aux bornes des éléments correspondants du circuit magnétique.

Les courants de magnétisation des phases A, B et C, qui peuvent être reconstruits à partir des courants illustrés à la figure 7.18 à l'aide des équations 7.47, 7.48 et 7.49, ont déjà été présentés à la figure 7.13. La valeur moyenne de ces courants de magnétisation est de 10 A, qui est la valeur du courant continu injecté dans les trois phases.



**Figure 7.18** Courants calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 10 A cc par phase dans le transformateur triphasé de type cuirassé.

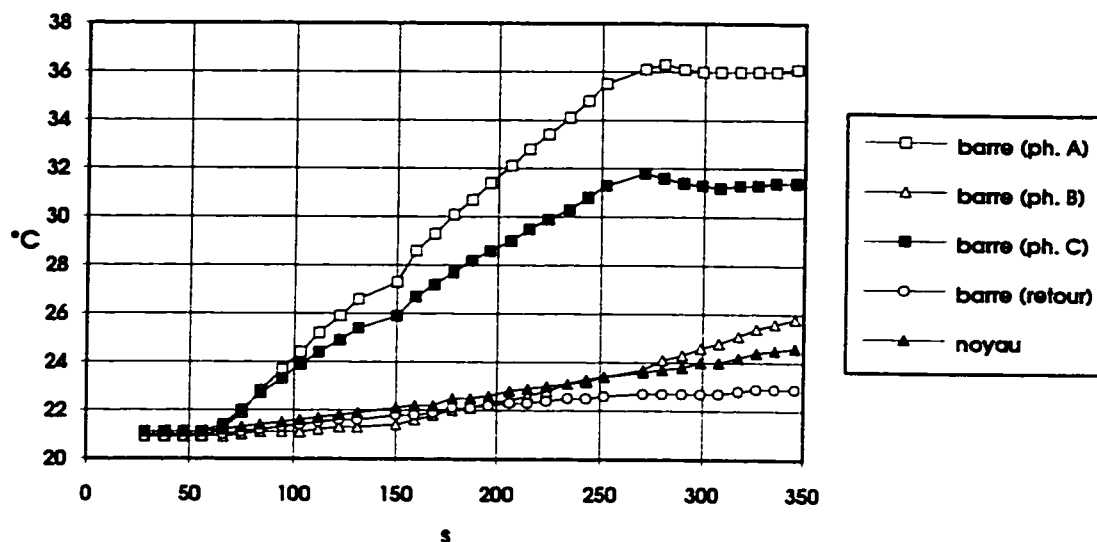
On remarque que les culasses intermédiaires représentées par les courants  $I_4$  et  $I_5$  atteignent le plus haut niveau de saturation. Les courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$ , indiqués en gras, sont proportionnels au champ magnétique vu par les pièces de structure à l'intérieur des enroulements. On remarque également que les paires de courants  $(I_A, I_1)$ ,  $(I_B, I_2)$  et  $(I_C, I_3)$  sont identiques. Les segments de noyau représentés par ces paires de courants sont donc dans les mêmes conditions de saturation.

Comme dans le cas du transformateur à cinq colonnes, on note que la valeur crête du courant  $I_C$  est inférieure à la valeur crête du courant  $I_A$ . Les sections 7.6.5 et 7.6.7 traitent de cette particularité.

#### **7.6.5 Mesure de l'échauffement des barres de traction**

Des barres en acier magnétique ont été insérées à l'intérieur des enroulements du petit transformateur triphasé à cinq colonnes pour en mesurer l'échauffement à l'aide de thermocouples. Le circuit d'essai est comme illustré précédemment à la figure 7.12. La figure 7.19 illustre les courbes d'échauffement obtenues pour un essai d'injection de 10 A de courant continu par phase.





**Figure 7.19** Courbes d'échauffement du noyau et des pièces de structure du petit transformateur triphasé à cinq colonnes pour une injection de 10 A cc par phase.

Les courbes d'échauffement démontrent que la barre métallique insérée dans les enroulements de la phase A montre un échauffement supérieur à la barre insérée dans les enroulements de la phase C. Le courant continu est pourtant égal à 10 A dans chaque phase et le noyau, parfaitement symétrique. L'explication théorique de ce phénomène surprenant est présentée à la section 7.6.7.

On note également que l'échauffement de la barre insérée dans les enroulements de la phase B montre un échauffement nettement inférieur à celui des barres insérées à l'intérieur des deux autres phases. La section 7.6.6 traite justement du déplacement du flux moyen dans la phase centrale versus les autres phases.

On note ensuite que les barres situées près des colonnes de retour, près du noyau mais à l'extérieur des enroulements, ne sont pas sensibles à la présence de courant continu.

Finalement, le noyau ne subit pas d'échauffement notable quand le transformateur est mis en présence de courant continu.

#### 7.6.6 Déplacement du flux moyen dans la phase centrale

Le système d'équations 7.17 obtenu suite à l'analyse du circuit magnétique du transformateur triphasé à cinq colonnes a été utilisé pour trouver le déplacement du flux continu dans la colonne centrale versus celui dans les colonnes latérales. Les valeurs des réluctances ont été déduites de façon relative. On a posé d'abord  $\mathfrak{R}_1$  égal à 1 p.u. Ensuite, les valeurs de  $\mathfrak{R}_2$  et de  $\mathfrak{R}_3$  ont été déduites en faisant les rapports de longueurs et de sections entre les différentes parties du noyau et les colonnes bobinées représentées par  $\mathfrak{R}_1$ . De cette façon,  $\mathfrak{R}_2$  a été posé égal à 1,5 p.u. et  $\mathfrak{R}_3$  égal à 3,5 p.u. La matrice caractéristique ainsi obtenue a été inversée pour obtenir les flux  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$  en fonction des forces magnétomotrices  $F_A$ ,  $F_B$  et  $F_C$ . On a donné à  $F_A$ ,  $F_B$  et  $F_C$  la même valeur soit 10 p.u. Cette valeur constante représente le courant continu qui circule dans les trois phases. On trouve que le flux  $\Phi_B$  est égal à 0,77 p.u. et les flux  $\Phi_A$  et  $\Phi_C$  valent 1,92 p.u. Ces résultats sont donnés à titre indicatif seulement mais on remarque tout de même que la topologie du circuit magnétique entraîne un déplacement inférieur du flux de la colonne centrale versus les deux autres phases. La réalité non linéaire amplifie ce phénomène de telle sorte que la saturation de la colonne centrale devient négligeable par rapport aux deux autres phases, comme on le verra plus loin.

De son côté, le transformateur triphasé de type cuirassé montre le même phénomène. Le calcul avec le système d'équations 7.32 correspondant au circuit magnétique du transformateur de type cuirassé a donné des résultats similaires au transformateur à cinq

colonnes. À titre indicatif, on donne les paramètres des calculs et les résultats obtenus:  $\mathcal{R}_1=1$  p.u.,  $\mathcal{R}_2=2$  p.u.,  $\mathcal{R}_3=1,3$  p.u.;  $F_A, F_B, F_C=10$  p.u.;  $\Phi_A=2,64$  p.u.,  $\Phi_B=1,99$  p.u.,  $\Phi_C=2,64$  p.u.

### 7.6.7 Diagramme vectoriel des transformateurs triphasés

Pour comprendre le phénomène de dissymétrie observé lors des simulations et des essais sur les petits transformateurs triphasés, il faut tracer le diagramme vectoriel des courants de magnétisation et des tensions triphasées.

La composante fondamentale du courant de magnétisation des transformateurs triphasés peut être calculée de façon approximative en utilisant les systèmes d'équations linéaires 7.17 (triphase 5 colonnes) et 7.32 (triphase cuirassé).

Comme il a été fait précédemment, on pose  $\mathcal{R}_1$  égal à 1 p.u. pour les deux types de transformateurs. Les réluctances  $\mathcal{R}_2$  et  $\mathcal{R}_3$  sont déduites à partir de la valeur de  $\mathcal{R}_1$ . Par exemple, la valeur de  $\mathcal{R}_2$  du circuit magnétique du transformateur de type cuirassé est égal à 2 p.u. En effet, la longueur du segment de noyau représenté par  $\mathcal{R}_2$  est égale à celle du segment de noyau représenté par  $\mathcal{R}_1$  mais la section en est la moitié, la réluctance est donc le double.

De cette façon, on peut poser  $\mathcal{R}_1$  égal à 1 p.u.,  $\mathcal{R}_2$  égal à 1,5 p.u. et  $\mathcal{R}_3$  égal à 3,5 p.u. pour le transformateur triphasé à cinq colonnes. Les longueurs proportionnelles des segments 2 et 3 ont été prises sur le petit transformateur triphasé. Si l'on pose  $\Phi_A$  égal à  $1@0^\circ$ ,  $\Phi_B$  égal à  $1@-120^\circ$  et  $\Phi_C$  égal à  $1@120^\circ$ , on trouve pour les forces

magnétomotrices:  $F_A=2,3@-17,5^\circ$ ;  $F_B=2,5@-120^\circ$  et  $F_C=2,3@137,5^\circ$ . Ces forces magnétomotrices ont été calculées à partir du système d'équations 7.17.

De la même façon, pour le transformateur de type cuirassé, on peut poser  $\mathcal{R}_1$  égal à 1 p.u.,  $\mathcal{R}_2$  égal à 2 p.u. et  $\mathcal{R}_3$  égal à 1,3 p.u.. En conservant  $\Phi_A$  égal à  $1@0^\circ$ ,  $\Phi_B$  égal à  $1@-120^\circ$  et  $\Phi_C$  égal à  $1@120^\circ$ , on trouve les forces magnétomotrices:  $F_A=3,03@-11^\circ$ ,  $F_B=2,65@-120^\circ$  et  $F_C=3,03@131^\circ$ . Ces forces magnétomotrices ont été calculées à partir du système d'équations 7.32.

En résumé, les forces magnétomotrices associées aux courants de magnétisation des phases A et C des transformateurs triphasés ne sont pas en phase avec les flux correspondants. Ce phénomène est illustré à la figure 7.20.

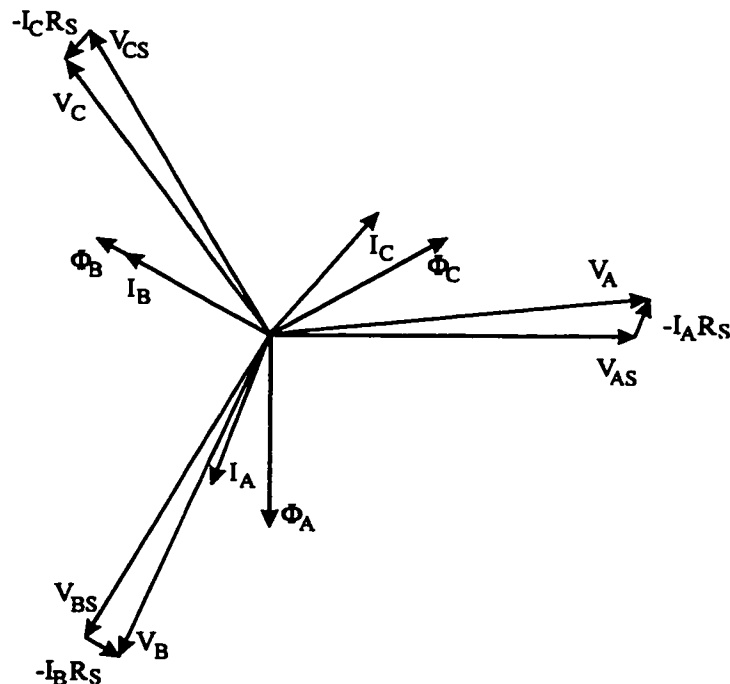
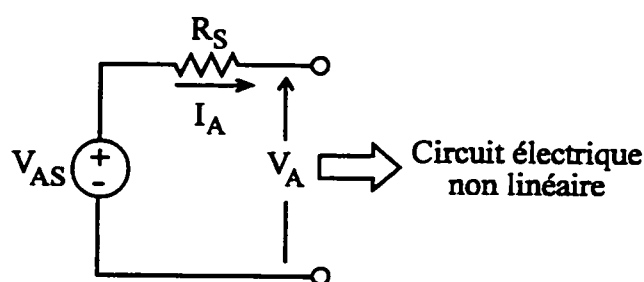


Figure 7.20 Diagramme vectoriel des transformateurs triphasés.

Ce diagramme vectoriel montre en plus la chute de tension dans la résistance des enroulements du transformateur. Cette chute résistive est en phase avec le courant correspondant à la phase en question. Ainsi, pour la phase A, la chute résistive cause une augmentation de la tension à l'enroulement  $V_A$  par rapport à la tension de la source  $V_{AS}$ . La figure 7.21 illustre les tensions  $V_A$  et  $V_{AS}$ , ainsi que le courant  $I_A$  dans la résistance série.



**Figure 7.21** Circuit équivalent montrant la résistance série des enroulements.

Le comportement inverse se produit dans le cas de la phase C. Comme le montre le diagramme vectoriel, la chute de tension dans la résistance série due au courant  $I_C$  cause une diminution de l'amplitude de la tension  $V_C$  appliquée à l'enroulement par rapport à la tension de source  $V_{CS}$ . La phase B pour sa part n'est pratiquement pas influencée.

Ainsi, comme le flux est l'intégrale de la tension, l'amplitude du flux dans la phase A est supérieure à l'amplitude du flux dans la phase C. Les figures 7.15 et 7.17 qui montrent les résultats des simulations des transformateurs à 5 colonnes et de type cuirassé démontrent ce phénomène.

En conséquence, la résistance du cuivre des petits transformateurs triphasés provoque un déséquilibre entre les amplitudes des flux des phases A et C. Ce déséquilibre a été

observé expérimentalement lors des essais d'échauffement en présence de courant continu. En effet, la barre de traction de la phase A a montré un échauffement supérieur à celui de la barre de la phase C en présence de 10 A de courant continu dans chaque phase. De plus, les simulations des courants (duaux aux forces magnétomotrices) des circuits électriques équivalents des transformateurs à cinq colonnes et de type cuirassé (figures 7.16 et 7.18) ont démontré le même comportement. Effectivement, le courant crête de la phase A avait une valeur supérieure au courant crête de la phase C pour les deux types de transformateurs. On rappelle que les courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  de ces figures sont proportionnels au champs magnétiques vu par les pièces de structure à l'intérieur des enroulements.

Ce comportement n'est pas généralisé aux transformateurs de grande puissance. En effet, la résistance du cuivre prends beaucoup plus d'importance sur les petits transformateurs dont le calibre des conducteurs est plus petit (rapport  $X/R$  plus petit). De plus, la tension des transformateurs du réseau de transport d'Hydro-Québec est très élevée par rapport à la tension des petits transformateurs (120 V). Ainsi, la longueur des vecteurs  $V_{AS}$ ,  $V_{BS}$  et  $V_{CS}$  du diagramme vectoriel est très élevée par rapport à la chute résistive ce qui fait en sorte de rendre négligeable le phénomène observé sur les petits transformateurs.

### **7.7 Analyse comparative de la saturation des transformateurs triphasés**

L'objectif des simulations utilisant des unités relatives est d'établir des courbes de comparaison de l'échauffement des pièces de structure à l'intérieur des enroulements des transformateurs triphasés par rapport à celui des transformateurs monophasés. Les essais

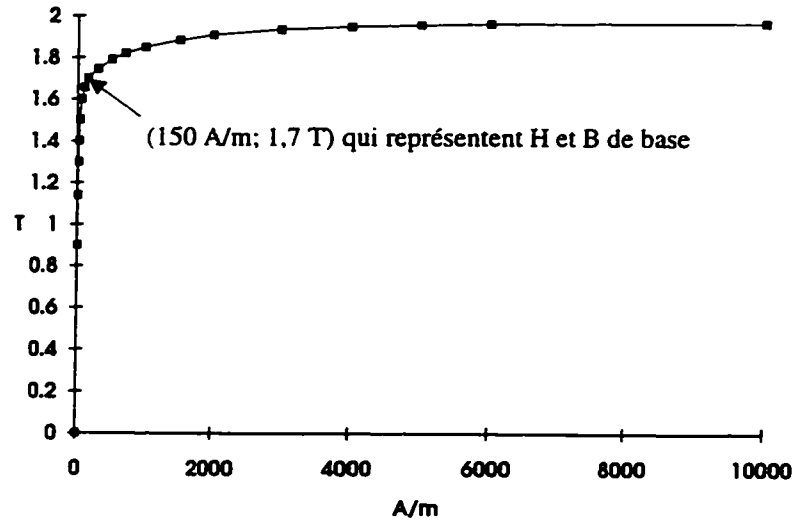
d'injection de courant continu dans les transformateurs monophasés de grande puissance offrent une base de comparaison pour l'échauffement des pièces de structure. Étant donné que les essais et les simulations ont démontré que le transformateur triphasé à trois colonnes est insensible à la présence de courant continu également réparti dans les trois phases, l'analyse actuelle ne porte que sur les transformateurs à cinq colonnes et les transformateurs de type cuirassé.

#### **7.7.1 Paramètres de base pour le calcul avec des unités p.u.**

Pour le calcul en utilisant les unités relatives (p.u.), il faut définir des paramètres de base. Dans les circuits magnétiques des transformateurs triphasés, il a été choisi de définir  $\mathcal{R}_1$  égal à 1 p.u. pour les deux types de transformateur. Les réluctances  $\mathcal{R}_2$  et  $\mathcal{R}_3$  sont déduites à partir de la valeur de  $\mathcal{R}_1$ . Comme les figures 7.4 et 7.5 l'indiquent, les réluctances  $\mathcal{R}_1$  représentent les parties bobinées des transformateurs. On définit la longueur de base ( $l_{\text{base}}$ ) et la section de base ( $S_{\text{base}}$ ) comme égales à la longueur et la section du segment de noyau à l'intérieur des enroulements.

Les réluctances dépendent de la longueur, de la section mais aussi de la perméabilité magnétique qui est non linéaire. La courbe de saturation utilisée est celle de l'acier M4. Les essais antérieurs d'injection de courant continu dans les transformateurs de grande puissance ont permis de valider la courbe de saturation utilisée pour les simulations. En effet, le transformateur de 550 MVA a un noyau dont la caractéristique magnétique est semblable à celle de l'acier M4.

La figure 7.22 présente la courbe de saturation de l'acier M4. Le point dont les coordonnées sont définies comme le champ magnétique de base ( $H_{base}$ ) et l'induction de base ( $B_{base}$ ) représente le point d'opération crête du transformateur de 550 MVA.



**Figure 7.22** Courbe de saturation (acier M4) utilisée pour les simulations.

Pour la simulation avec le logiciel EMTP, des couples ( $i, N\Phi$ ) ont été construits à partir de la courbe de saturation pour caractériser les inductances non linéaires  $l_1$ ,  $l_2$  et  $l_3$  des circuits de simulation (figures 7.10 et 7.11). Chacun des points de la courbe de saturation a été utilisé pour définir les couples ( $i, N\Phi$ ) en unités p.u. On utilise la formule 7.50 pour calculer la valeur du flux en p.u.:

$$\Phi_{p.u.} = B_{p.u.} \frac{S}{S_{base}}, \quad 7.50$$

où  $B_{p.u.}$  représente la valeur d'induction en p.u. par rapport à l'induction de base,  $S$  est la section du segment de noyau considéré et  $S_{base}$  est la section de la partie bobinée. La



formule permet de calculer le flux en p.u. qui est identique à  $N\Phi$  en p.u. parce que la multiplication par une constante n'affecte en rien la valeur. Cette formule vient du développement qui suit.

Le flux en p.u. est défini comme dans l'équation suivante:

$$\Phi_{p.u.} = \frac{\Phi}{\Phi_{base}}, \quad 7.51$$

où  $\Phi$  est le flux en unité réelle. Si l'on remplace le flux  $\Phi$  par l'expression équivalente  $BS$  et le flux  $\Phi_{base}$  par l'expression  $B_{base}S_{base}$ , on obtient:

$$\Phi_{p.u.} = \frac{BS}{B_{base}S_{base}}. \quad 7.52$$

On retrouve finalement l'équation 7.50 en remplaçant  $B/B_{base}$  par  $B_{p.u.}$ .

De la même manière, on utilise la formule 7.53 pour calculer la valeur de la fmm en p.u.:

$$fmm_{p.u.} = H_{p.u.} \frac{l}{l_{base}}, \quad 7.53$$

où  $H_{p.u.}$  représente la valeur du champ magnétique en p.u. par rapport au champ magnétique de base,  $l$  est la longueur du segment de noyau considéré et  $l_{base}$  est la longueur de la partie bobinée du noyau. La formule permet de calculer la force magnétomotrice en p.u. qui est identique au courant en p.u. parce que la multiplication par une constante n'affecte en rien la valeur. Cette formule vient du développement qui suit.

La force magnétomotrice en p.u. est définie comme dans l'équation suivante:

$$fmm_{p.u.} = \frac{fmm}{fmm_{base}}, \quad 7.54$$

où  $fmm$  est la force magnétomotrice en unité réelle. Si l'on remplace la  $fmm$  par l'expression équivalente  $Hl$  et la  $fmm_{base}$  par l'expression  $H_{base}l_{base}$ , on obtient:

$$fmm_{p.u.} = \frac{Hl}{H_{base}l_{base}}. \quad 7.55$$

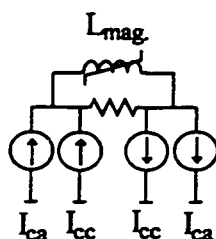
On retrouve finalement l'équation 7.53 en remplaçant  $H/H_{base}$  par  $H_{p.u.}$ .

Les rapports  $l/l_{base}$  et  $S/S_{base}$  sont sans unité de telle sorte que l'analyse en unités relatives permet de trouver des résultats valides pour des transformateurs de n'importe quelle taille dont les rapports des dimensions sont constants. De plus, cette approche générale permet de faire une analyse comparative entre les différents types de transformateurs.

### 7.7.2 Simulation du transformateur monophasé

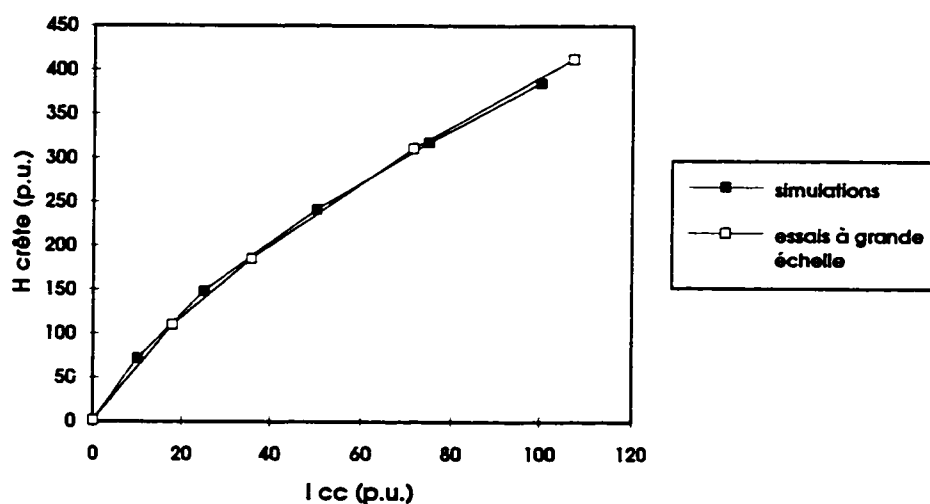
Une simulation du transformateur monophasé a été réalisée dans l'objectif de valider la courbe de saturation. En effet, lors des essais d'injection de courant continu dans les autotransformateurs à 735 kV, la lecture du courant de magnétisation des transformateurs a été effectuée. La valeur crête des courants de magnétisation en fonction du niveau de courant continu est d'ailleurs illustrée au chapitre IV à la figure 4.12. Le circuit de simulation utilisé ne comporte qu'une seule inductance non linéaire caractérisée par la courbe de saturation du transformateur de 550 MVA. Des sources de

courant continu sont superposées à l'excitation alternative. Le circuit de simulation est illustré à la figure 7.23.



**Figure 7.23** Circuit de simulation du transformateur monophasé.

La valeur crête de la force magnétomotrice (proportionnelle au champ magnétique) pour une valeur de courant continu donnée peut être obtenue suite à une simulation. Les résultats des simulations et les mesures prises lors des essais sur les transformateurs de grande puissance sont présentés à la figure 7.24.



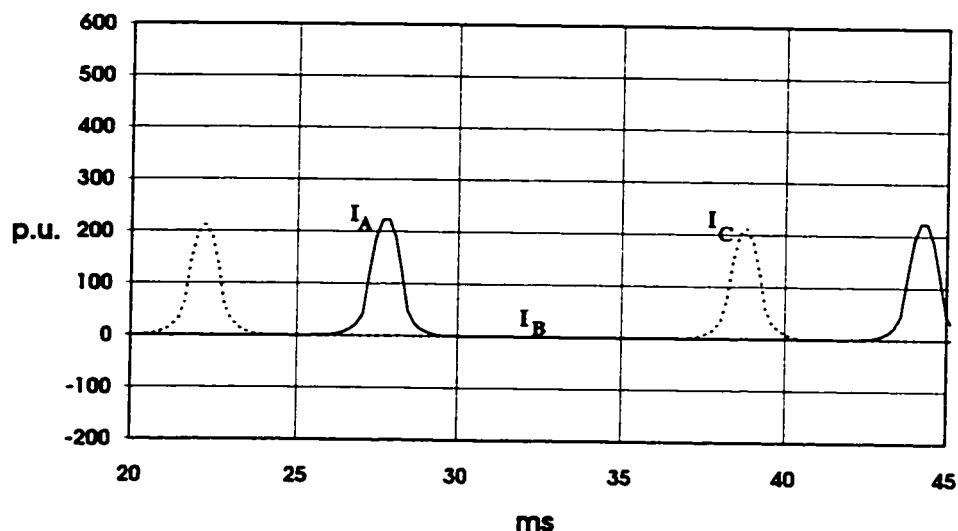
**Figure 7.24** Comparaison des champs magnétiques crêtes simulés versus les résultats expérimentaux pour le cas du transformateur monophasé en présence de courant continu.

Les valeurs de la figure 4.12 ont été réinscrites dans la figure 7.24. Les axes de la figure 7.24 sont gradués en p.u. Pour traduire les valeurs en ampères de la figure 4.12 en valeurs relatives, il a fallu déterminer le courant de base qui crée l'induction de base de 1,7 T dans le noyau du transformateur de 550 MVA. Les essais à vide à tension nominale et en surexcitation effectués au laboratoire Haute tension dans le cadre de ce projet ont permis de répondre à cette question. En effet, les mesures ont démontré que le courant à vide à 1,7 T est de 0,7 A dans le transformateur de 550 MVA. On obtient les valeurs en p.u. en divisant les valeurs réelles par la valeur de base. Les résultats obtenus ont été divisés finalement par 2. En effet, comme les transformateurs monophasés sont construits avec deux colonnes bobinées, le courant de magnétisation total inclut la magnétisation des deux colonnes. Ainsi, pour obtenir la valeur du champ magnétique qui affecte les pièces de structure, il faut isoler le courant de magnétisation se rapportant à une seule colonne bobinée.

### **7.7.3 Simulation du transformateur triphasé à cinq colonnes**

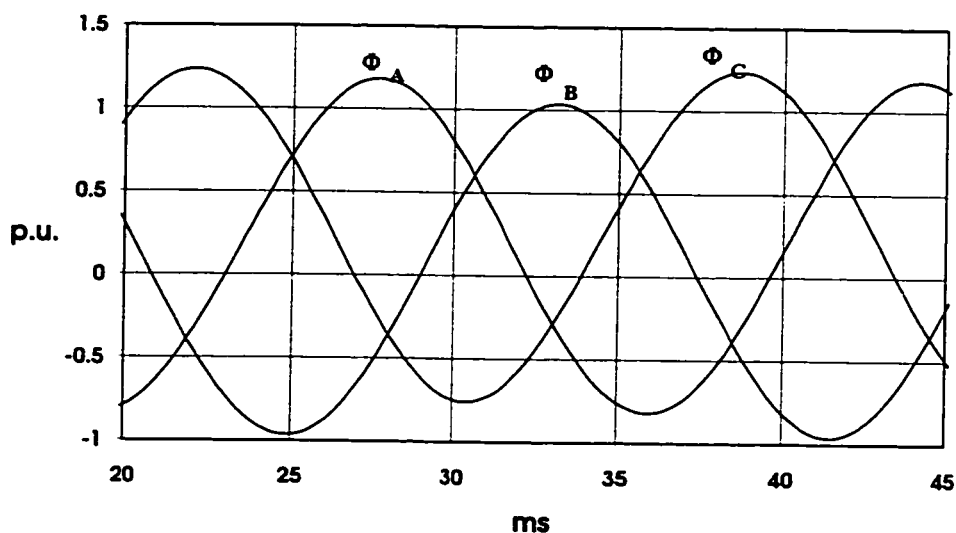
Le circuit de simulation du transformateur triphasé à cinq colonnes est celui décrit précédemment à la figure 7.10. Les paramètres de simulation ont toutefois été changés par rapport à la simulation des petits transformateurs de manière à représenter le comportement des transformateurs de grande puissance. En effet, la courbe de saturation utilisée est celle du transformateur de 550 MVA. Par ailleurs, la section des culasses des transformateurs à cinq colonnes de grande puissance est de 50% de celle des colonnes bobinées. Ce paramètre a donc également été ajusté pour la simulation par l'ajustement en conséquence de la caractéristique de l'inductance non linéaire  $L_2$  du circuit de simulation.

Les figures 7.25 à 7.30 illustrent les résultats de la simulation du transformateur triphasé à cinq colonnes en présence de 75 p.u. de courant continu. L'échelle a été conservée fixe pour chaque type de résultats de manière à pouvoir comparer plus facilement les amplitudes d'un graphique à l'autre. La figure 7.25 illustre les courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  qui sont analogues aux forces magnétomotrices tirées par les colonnes bobinées. Ces courants sont aussi proportionnels au champ magnétique vu par les pièces de structure à l'intérieur des enroulements. Effectivement, comme il a été expliqué plus haut, le courant est analogue à la force magnétomotrice qui est elle-même proportionnelle au champ magnétique. Les courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  sont proportionnels à la force magnétomotrice nécessaire pour faire circuler les flux  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$  dans les colonnes bobinées. Les courants  $I_A$  et  $I_C$  ont une forme qui démontre que la valeur crête des flux dans les colonnes A et C atteint le genou de saturation (revoir figure 2.1). Ainsi, les pièces de structure situées dans les enroulements des phases A et C peuvent subir un échauffement causé par le flux de fuite provoqué par la saturation du noyau. De son côté, la phase B ne subit aucune saturation. En effet, le courant  $I_B$  est tellement faible (de l'ordre de 1 p.u.) par rapport aux deux autres courants qu'il est impossible de le voir à cette échelle.



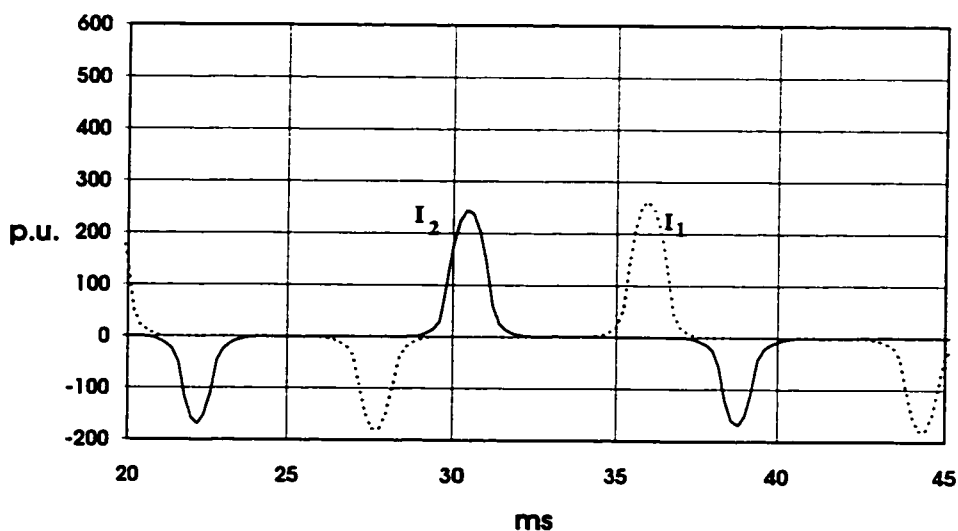
**Figure 7.25** Courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.

La figure 7.26 illustre les flux correspondants aux courants présentés à la figure 7.25. On voit que les flux des phases A et C ont une polarisation alors que la phase B n'est pratiquement pas influencée. On remarque sur cette figure que 1 p.u. de flux correspond à la valeur crête du flux alternatif existant en régime nominal sans courant continu.



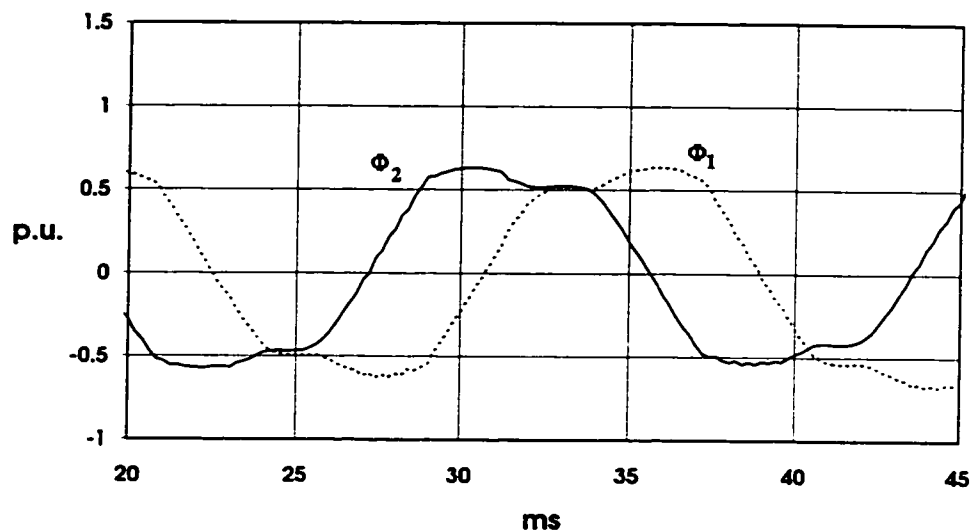
**Figure 7.26** Flux  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$  calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.

La figure 7.27 illustre les courants calculés pour les culasses supérieures et inférieures. On remarque que les formes des courants montrent une saturation dans les deux polarités comme dans le cas d'une surexcitation. La simulation du petit transformateur triphasé à cinq colonnes n'avait pas montré ce phénomène (figure 7.16). La différence vient de la courbe de saturation utilisée, du niveau d'induction nominal et de la section des culasses. Pour cette simulation, la courbe de saturation a un genou beaucoup plus abrupt que celui du petit transformateur. De plus, le niveau d'induction nominal est situé tout près du genou de saturation (figure 7.22). Enfin, la section des culasses est de 50% de celle des colonnes bobinées comparativement à 75% dans le cas du petit transformateur. Ainsi, la saturation des colonnes de retour entraîne une augmentation du flux alternatif dans les culasses qui deviennent alors immédiatement surexcitées parce que leur section n'est que de 50% de celle des colonnes bobinées. De plus, étant donné le point d'opération situé tout près du genou de saturation, aucune surexcitation n'est possible avant la saturation. Enfin, le genou très abrupt fait en sorte que le courant augmente très rapidement en saturation.



**Figure 7.27** Courants  $I_1$  et  $I_2$  calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.

La figure 7.28 illustre les flux correspondants aux courants présentés à la figure 7.27. On remarque que les flux dans les culasses ne sont pas sinusoïdaux. Si par contre on fait la somme des flux  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$ , on obtient le flux alternatif sinusoïdal circulant dans la colonne de la phase B. On voit que les valeurs extrêmes des flux dépassent 0,5 p.u. dans les deux polarités. Étant donné que la section des culasses est de 50%, elles subissent une surexcitation. La légère polarisation du flux est due au flux continu qui existe dans la phase B.

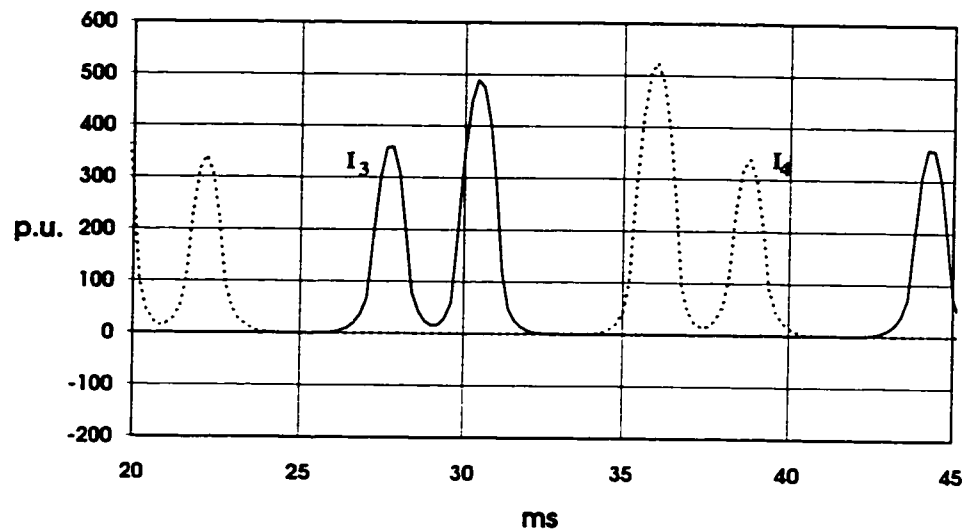


**Figure 7.28** Flux  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.

La figure 7.29 illustre les courants calculés pour les colonnes de retour. On remarque que ce sont les parties qui subissent le plus haut niveau de saturation. Contrairement au cas du petit transformateur, la présente simulation ne montre pas une saturation constante des colonnes de retour. On serait porté à croire que les pièces de structure situées près des colonnes de retour pourrait être soumises à un échauffement causé par la circulation du flux de fuite à l'extérieur du noyau. Toutefois, ces pièces de structure sont



situées à l'extérieur des enroulements de sorte que le flux n'est pas canalisé à l'intérieur d'une surface définie (section des enroulements). Ainsi, le flux de fuite choisit le chemin le plus court dans l'air mais pas nécessairement à l'intérieur des barres de structure. Les barres de structure des colonnes de retour ne devraient donc pas subir un échauffement notable dû à la présence de courant continu.



**Figure 7.29** Courants  $I_3$  et  $I_4$  calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.

La forme des courants calculés montrent deux valeurs crêtes par cycle. Les valeurs crêtes du courant  $I_3$  sont en phase avec les valeurs crêtes de  $\Phi_A$  et de l'inverse de  $\Phi_C$ . Si l'on reprend l'équation 7.6 et que l'on met en évidence le paramètre  $x$ , on trouve l'équation 7.56 pour le flux  $\Phi_3$ :

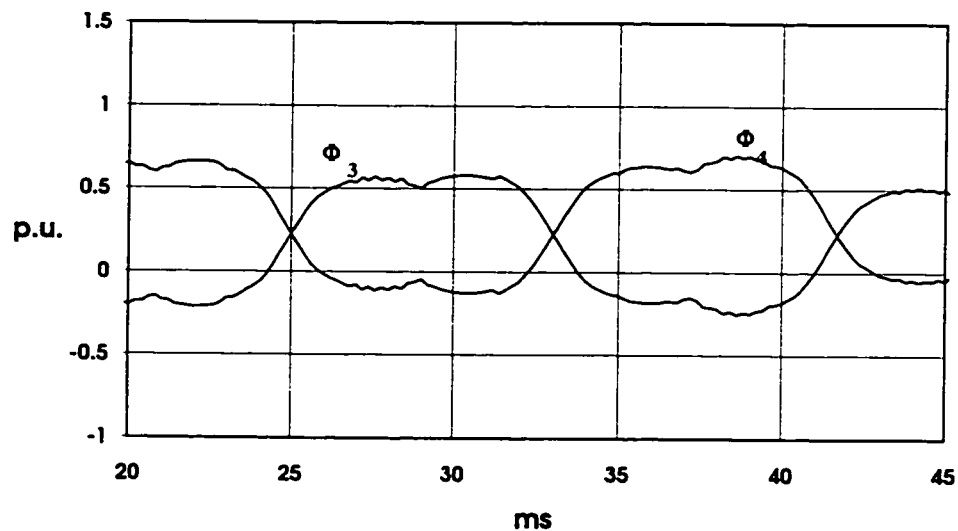
$$\Phi_3 = \frac{\Phi_B}{2} + \Phi_C + x(\Phi_A - \Phi_C), \quad 7.56$$

qui montre la relation entre le flux dans la colonne de retour et les flux dans les colonnes A et C. Par ailleurs, les valeurs crêtes du courant  $I_4$  sont en phase avec les valeurs crêtes

de  $\Phi_C$  et de l'inverse de  $\Phi_A$ . De la même manière, pour le flux  $\Phi_4$  on peut trouver l'équation 7.57 qui met en évidence le paramètre  $x$  dans l'équation 7.7:

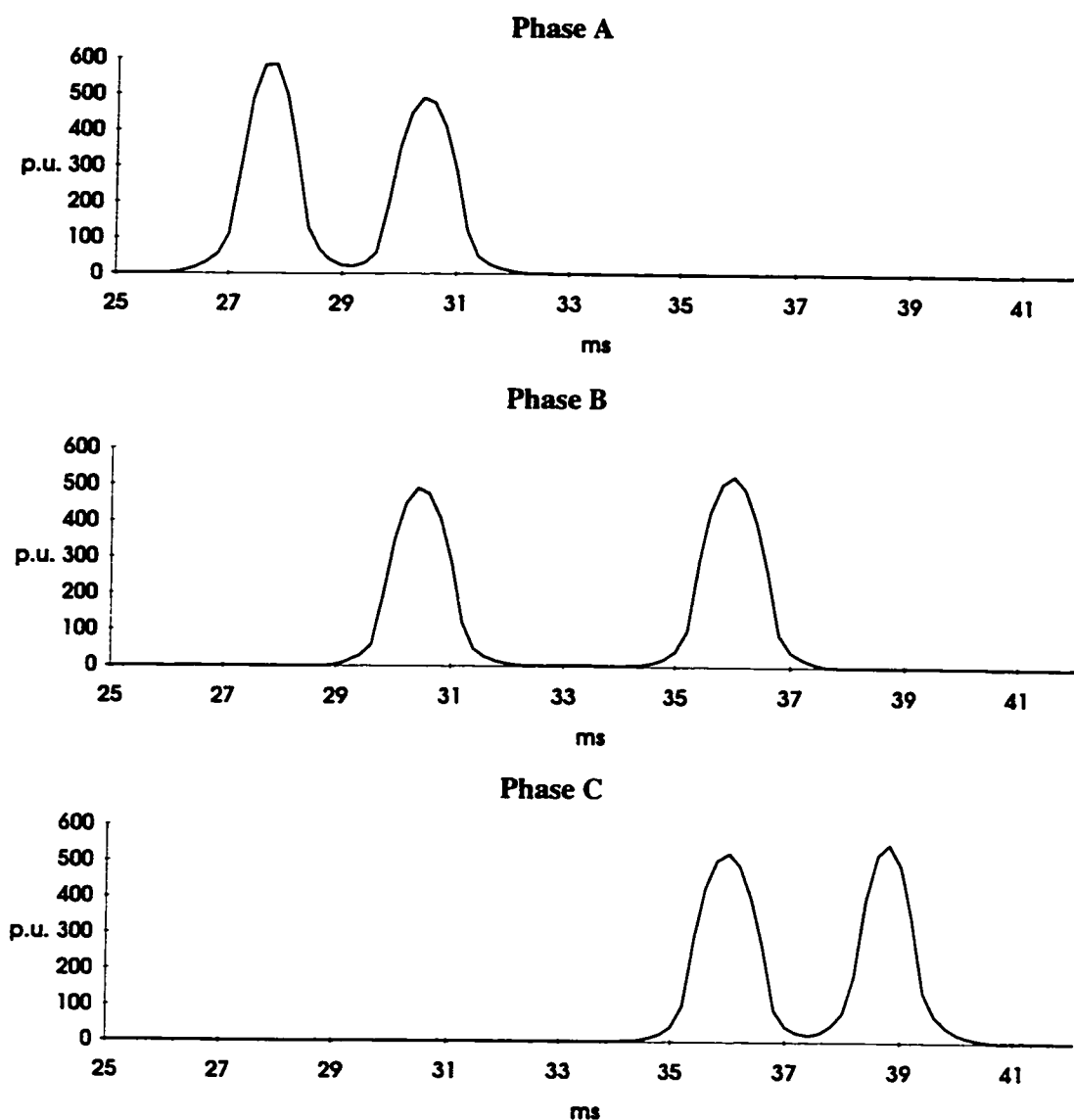
$$\Phi_4 = \frac{\Phi_B}{2} + \Phi_A + x(\Phi_C - \Phi_A), \quad 7.57$$

qui explique la présence des deux valeurs crêtes du courant  $I_4$  en phase avec les valeurs crêtes de  $\Phi_C$  et de l'inverse de  $\Phi_A$ . La figure 7.30 illustre les flux calculés à l'intérieur des colonnes de retour. On voit que la valeur crête des flux dépassent 0,5 p.u. qui est le point de saturation car les colonnes de retour ont une section de 50% comme les culasses. Les formes des flux dans les colonnes de retour ne sont pas sinusoïdales mais la sommation des flux dans le circuit magnétique fait en sorte que les flux qui circulent dans les colonnes bobinées sont sinusoïdaux (tensions des phases sinusoïdales).



**Figure 7.30** Flux  $\Phi_3$  et  $\Phi_4$  calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.

Finalement, la figure 7.31 illustre les courants de magnétisation des trois phases du transformateur triphasé à cinq colonnes en présence de 75 p.u. de courant continu.



**Figure 7.31** Courants de magnétisation calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé à cinq colonnes.

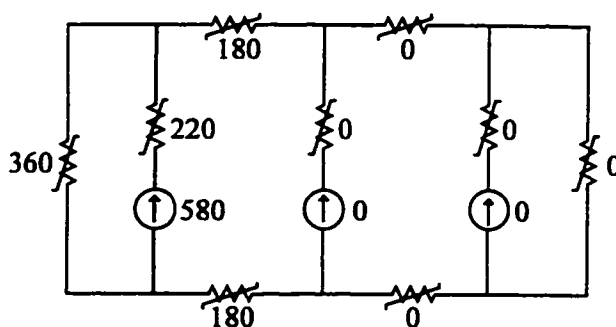
On remarque que les courants de magnétisation sont composés des courants générés par la saturation des différentes parties du noyau. Les équations 7.40, 7.42 et 7.43 démontrent que les courants de magnétisation sont composés du courant tiré par l'inductance non linéaire de la colonne bobinée additionné des courants tirés par d'autres

parties du noyau de telle sorte que les lois de Kirchhoff soient vérifiées dans les circuits des figures 7.4 et 7.10. Pour étudier avec précision le champ magnétique vu par les pièces de structure, il a fallu isoler les courants concernant la saturation des colonnes bobinées. Les courants de magnétisation ont été divisés en 4 périodes représentant la saturation de diverses parties du noyau.

On remarque par la différence entre ces courants et les courants mesurés sur le petit transformateur triphasé (figure 7.13) que la courbe de magnétisation joue un grand rôle sur la forme des courants de magnétisation en présence de courant continu.

Les courants de magnétisation présentés servent à la magnétisation des différentes parties du noyau. On pourrait comparer la magnétisation des transformateurs triphasés en présence de courant continu à celle d'un circuit magnétique ayant un entrefer. La presque totalité de la force magnétomotrice produite par la source se trouve aux bornes de l'entrefer. De même, en présence de courant continu, le courant (ou la force magnétomotrice) de magnétisation se retrouve aux bornes des réluctances en état de saturation car ces réluctances ont une forte valeur par rapport aux autres réluctances non saturées.

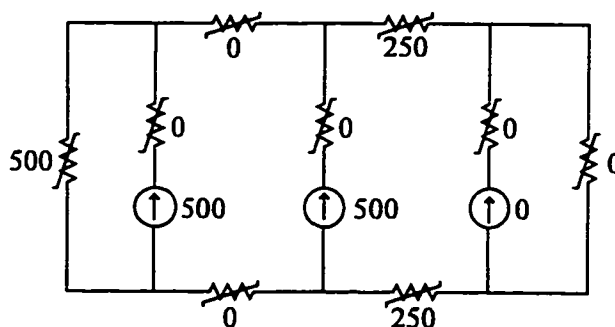
Entre 26 et 29 ms, seul le courant de magnétisation A est différent de 0. Sa valeur atteint 580 p.u. La figure 7.32 montre les courants générés par les bobinages et les forces magnétomotrices consommées aux bornes des réluctances à la valeur crête du courant de magnétisation. Des valeurs nulles de courant ont été données aux réluctances non saturées. Les valeurs indiquées ont été trouvées à l'aide des figures 7.25, 7.27 et 7.29.



**Figure 7.32** Saturation du noyau du transformateur à cinq colonnes en présence de 75 p.u. de courant continu lors de la période 26 à 29 ms.

Ainsi, on voit que 220 p.u. de courant est nécessaire pour la magnétisation de la colonne A, 180 p.u. pour chacune des culasses entre les phases A et B, et 360 p.u. pour la colonne de retour près de la phase A. Le reste du noyau n'est pas en état de saturation.

Entre 29 et 32 ms, les courants de magnétisation A et B sont identiques et leur valeur crête atteint 500 p.u. Le courant de magnétisation C demeure nul. La figure 7.33 montre les courants générés par les bobinages et les forces magnétomotrices consommées aux bornes des réluctances à la valeur crête des courants de magnétisation. Encore une fois, des valeurs nulles de courant ont été données aux réluctances non saturées. Les valeurs indiquées ont été trouvées à l'aide des figures 7.25, 7.27 et 7.29.



**Figure 7.33** Saturation du noyau du transformateur à cinq colonnes en présence de 75 p.u. de courant continu lors de la période 29 à 32 ms.

Ainsi, on voit que 250 p.u. de courant est nécessaire pour la magnétisation des culasses supérieure et inférieure entre les phases B et C. La colonne de retour de la phase A nécessite 500 p.u. pour sa magnétisation. Le reste du noyau n'est pas en état de saturation.

Entre 34 et 37 ms, les courants de magnétisation B et C sont identiques et leur valeur crête atteint 500 p.u. Le courant de magnétisation A est nul. Le comportement de saturation est symétrique à celui illustré à la figure 7.33. Ainsi, 250 p.u. de courant est nécessaire pour la magnétisation des culasses supérieure et inférieure entre les phases A et B. La colonne de retour de la phase C nécessite 500 p.u. pour sa magnétisation. Le reste du noyau n'est pas en état de saturation.

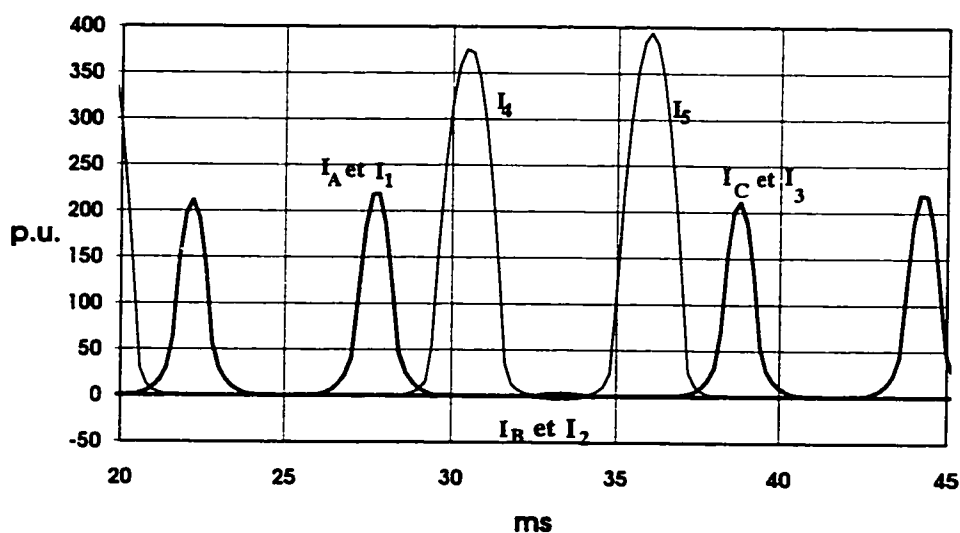
Finalement, entre 37 et 40 ms, seul le courant de magnétisation C est différent de 0. Sa valeur atteint 580 p.u. Le comportement de saturation est symétrique à celui illustré à la figure 7.32. Ainsi, 220 p.u. de courant est nécessaire pour la magnétisation de la colonne C, 180 p.u. pour chacune des culasses entre les phases B et C, et 360 p.u. pour la colonne de retour près de la phase C. Le reste du noyau n'est pas en état de saturation.

#### **7.7.4 Simulation du transformateur triphasé de type cuirassé**

La simulation du transformateur triphasé de type cuirassé a montré des résultats semblables à ceux obtenus pour le petit transformateur triphasé (figure 7.18).

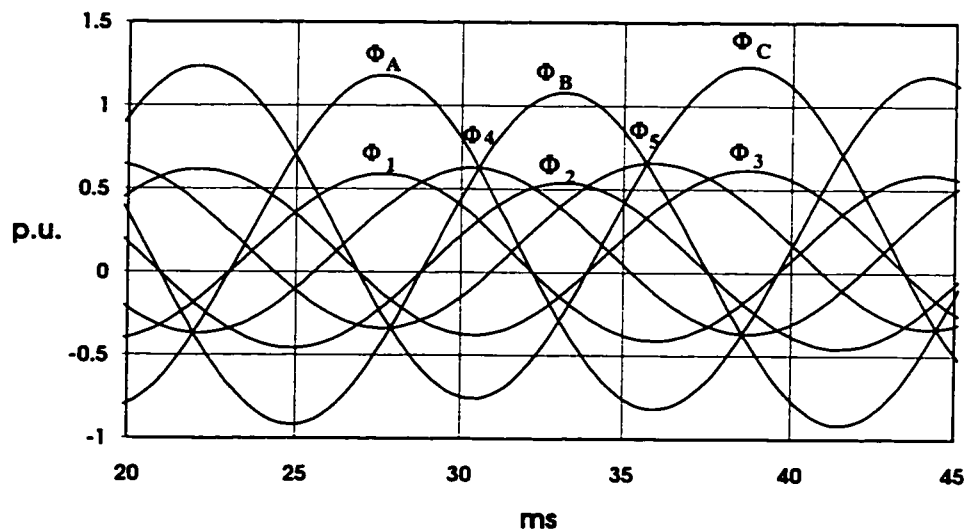
La figure 7.34 illustre les courants des colonnes bobinées ( $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$ ), des culasses ( $I_1$ ,  $I_2$  et  $I_3$ ) et des culasses intermédiaires ( $I_4$  et  $I_5$ ). La notation est comme celle illustrée sur la figure 7.11. Les courants  $I_6$  et  $I_7$  ont été volontairement omis pour simplifier la

figure. Ces courants sont d'ailleurs semblables aux courants  $I_1$  et  $I_3$  avec une amplitude différente parce que la longueur des segments associés est différente, la densité de flux pour sa part étant identique. On rappelle que le courant dans les éléments du circuit électrique équivalent est dual à la force magnétomotrice appliquée aux bornes des éléments correspondants du circuit magnétique. Comme dans le cas du transformateur triphasé à cinq colonnes, les courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  sont proportionnels aux champs magnétiques qui affectent les pièces de structure à l'intérieur des enroulements. Le courant  $I_B$  est très faible par rapport aux autres courants de telle sorte qu'il est difficile de le distinguer sur la figure. Comme dans le cas du petit transformateur triphasé les courants  $I_A$  et  $I_1$ , les courants  $I_B$  et  $I_2$  et les courants  $I_C$  et  $I_3$  sont superposés ce qui démontrent que les segments du noyau correspondants sont dans les mêmes conditions de saturation. Les courants  $I_4$  et  $I_5$  ont les amplitudes les plus élevées ce qui démontre le plus haut niveau de saturation. Toutefois, les pièces de structure susceptibles de subir un échauffement considérable sont situées à l'intérieur des enroulements, c'est pourquoi une attention particulière est accordée à la valeur crête des courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$ .



**Figure 7.34** Courants calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé de type cuirassé.

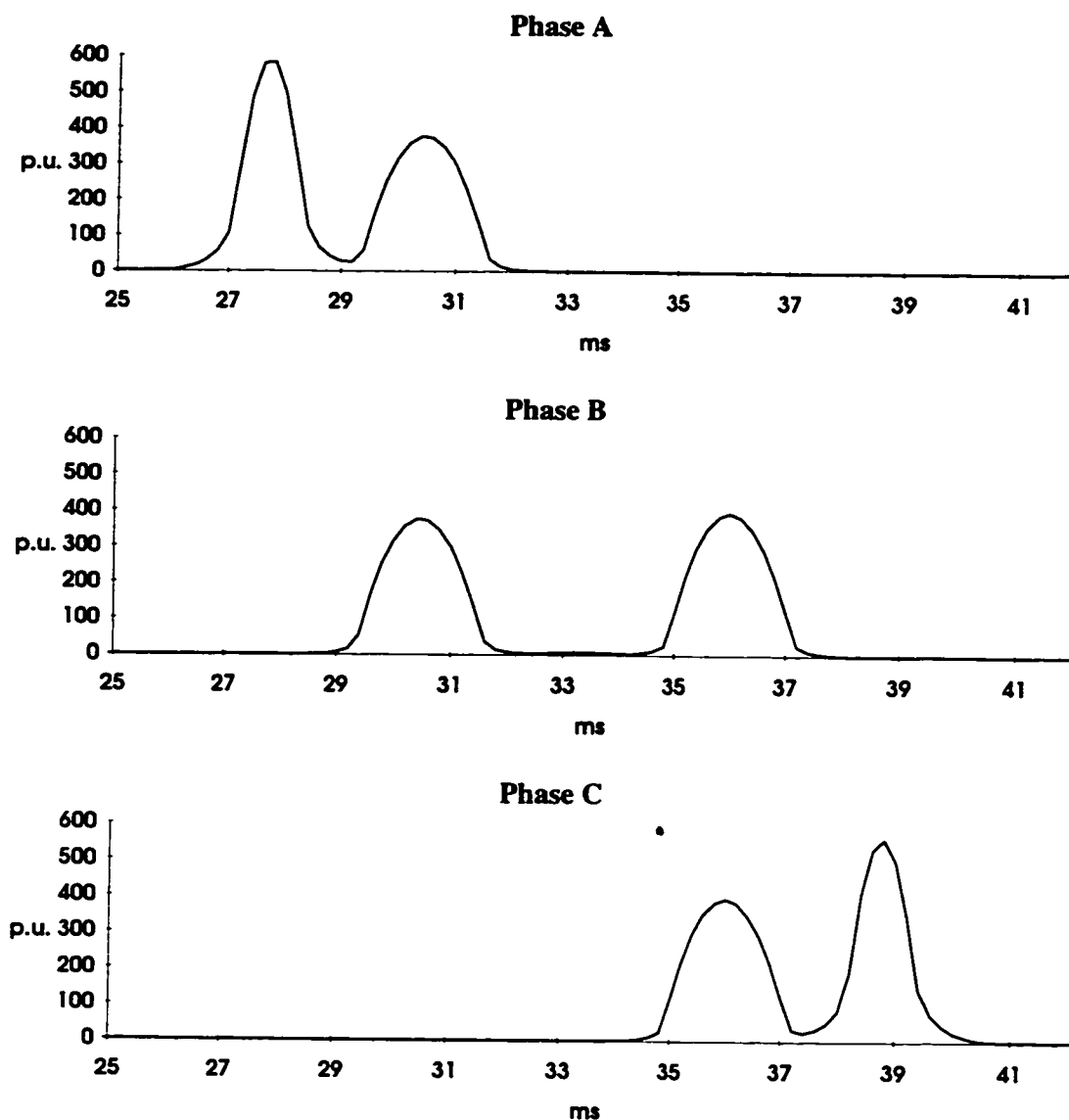
La figure 7.35 illustre les flux calculés correspondants aux courants de la figure 7.32. La valeur crête des flux alternatifs  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$  est de 1 p.u. soit la valeur crête du flux du transformateur dans les colonnes bobinées en régime nominal sans courant continu. On remarque que les flux des phases A et C sont polarisés alors que le flux de la phase B a une polarisation moins prononcée. Les flux alternatifs  $\Phi_4$  et  $\Phi_5$  ont une valeur crête de 0,5 p.u. et on remarque que le point de saturation situé à 0,5 p.u. est dépassé dans les deux cas. Le point de saturation de 0,5 p.u. est déterminé par la section des culasses qui est de 50% de celle du noyau à l'intérieur des enroulements. Finalement, les flux  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  et  $\Phi_3$  sont la moitié des flux  $\Phi_A$ ,  $\Phi_B$  et  $\Phi_C$ . Comme la section des segments 1, 2 et 3 est la moitié de celle des segments A, B et C, ces parties du noyau se trouvent donc dans les mêmes conditions de saturation (figure 7.34).



**Figure 7.35** Flux calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé de type cuirassé.

La figure 7.36 illustre les courants de magnétisation des trois phases du transformateur triphasé de type cuirassé en présence de 75 p.u. de courant continu.





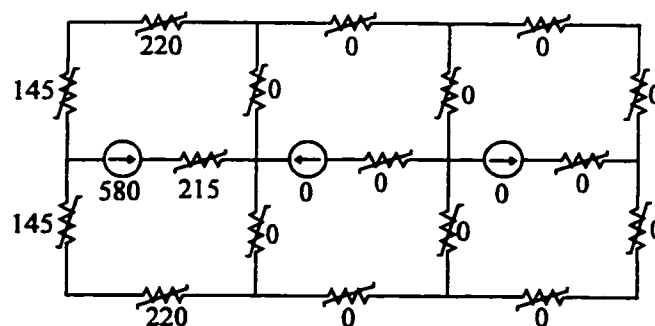
**Figure 7.36** Courants de magnétisation calculés à l'aide de la simulation EMTP pour une injection de 75 p.u. cc par phase dans le transformateur triphasé de type cuirassé.

On remarque que les courants de magnétisation sont composés des courants générés par la saturation des différentes parties du noyau. Les équations 7.47, 7.48 et 7.49 démontrent que les courants de magnétisation sont composés du courant tiré par l'inductance non linéaire de la partie bobinée additionné des courants tirés par d'autres

parties du noyau de telle sorte que les lois de Kirchhoff soient vérifiées dans les circuits des figures 7.5 et 7.11. Pour étudier avec précision le champ magnétique vu par les pièces de structure, il a fallu isoler les courants concernant la saturation du noyau à l'intérieur des enroulements. Les courants de magnétisation ont été divisés en 4 périodes représentant la saturation de diverses parties du noyau.

Les courants de magnétisation présentés servent à la magnétisation des différentes parties du noyau. Encore une fois, en présence de courant continu, le courant (ou la force magnétomotrice) de magnétisation se retrouve aux bornes des réluctances en état de saturation car ces réluctances ont une forte valeur par rapport aux autres réluctances non saturées.

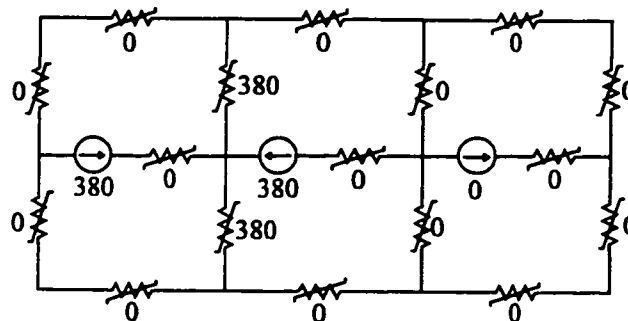
Entre 26 et 29 ms, seul le courant de magnétisation A est différent de 0. Sa valeur atteint 580 p.u. La figure 7.37 montre les courants générés par les bobinages et les courants consommés aux bornes des réluctances à la valeur crête du courant de magnétisation. Des valeurs nulles de courant ont été données aux réluctances non saturées. Les valeurs indiquées ont été trouvées à l'aide de la figure 7.34.



**Figure 7.37** Saturation du noyau du transformateur de type cuirassé en présence de 75 p.u. de courant continu lors de la période 26 à 29 ms.

Ainsi, on voit que 215 p.u. de courant est nécessaire pour la magnétisation du noyau à l'intérieur de la phase A et 365 p.u. est nécessaire pour la magnétisation totale de la culasse de la phase A. Le reste du noyau n'est pas en état de saturation. On note que la valeur 145 p.u. ne peut être retrouvée directement sur la figure 7.34 car les courants  $I_6$  et  $I_7$  ont été volontairement omis pour simplifier la figure.

Entre 29 et 32 ms, les courants de magnétisation A et B sont identiques et leur valeur crête atteint 380 p.u. Le courant de magnétisation C demeure nul. La figure 7.38 montre les courants générés par les bobinages et les courants consommés aux bornes des réluctances à la valeur crête des courant de magnétisation. Encore une fois, des valeurs nulles de courant ont été données aux réluctances non saturées. Les valeurs indiquées ont été trouvées à l'aide de la figure 7.34.



**Figure 7.38** Saturation du noyau du transformateur de type cuirassé en présence de 75 p.u. de courant continu lors de la période 29 à 32 ms.

Ainsi, on voit que 380 p.u. de courant est nécessaire pour la magnétisation des culasses intermédiaires entre les phases A et B. Le reste du noyau n'est pas en état de saturation.

Entre 34 et 37 ms, les courants de magnétisation B et C sont identiques et leur valeur crête atteint 380 p.u. Le courant de magnétisation A est nul. Le comportement de

saturation est symétrique à celui illustré à la figure 7.38. Ainsi, 380 p.u. de courant est nécessaire pour la magnétisation des culasses intermédiaires entre les phases B et C. Le reste du noyau n'est pas en état de saturation.

Finalement, entre 37 et 40 ms, seul le courant de magnétisation C est différent de 0. Sa valeur atteint 580 p.u. Le comportement de saturation est symétrique à celui illustré à la figure 7.37. Ainsi, 215 p.u. de courant est nécessaire pour la magnétisation du noyau à l'intérieur de la phase C et 365 p.u. est nécessaire pour la magnétisation totale de la culasse de la phase C. Le reste du noyau n'est pas en état de saturation.

#### **7.7.5 Comparaison entre les types de transformateurs**

L'échauffement des pièces de structure dépend des dimensions de la pièce, de la capacité de refroidissement, du niveau de champ magnétique continu et des harmoniques contenus dans le champ magnétique. La valeur du champ magnétique crête donne une bonne indication de la composante continue et des harmoniques contenus dans le champ magnétique étant donné que la courbe de saturation des aciers modernes est semblable d'un transformateur de grande puissance à l'autre. Par ailleurs, le graphique de la figure 6.9 montrait la variation des pertes dans les pièces de structure en fonction du niveau de champ magnétique crête pour deux pièces de dimensions différentes.

Les courbes de la figure 7.39 montrent le champ magnétique crête atteint à l'intérieur des enroulements en fonction du niveau de courant continu pour le transformateur monophasé, le transformateur triphasé à cinq colonnes et le transformateur triphasé de type cuirassé. Le champ magnétique crête a été évalué à partir des courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  obtenus à partir des simulations des transformateurs triphasés à cinq colonnes et de type

cuirassé. À titre indicatif, il est suggéré de revoir les figures 7.25 et 7.34 et de vérifier les points du graphique à 75 p.u. de courant continu.

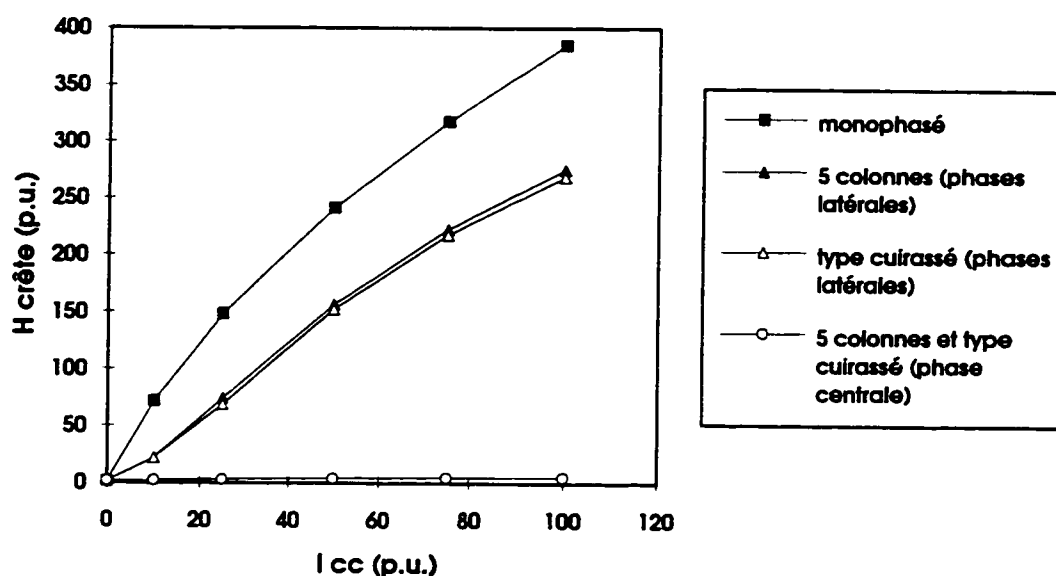


Figure 7.39 Résultats des simulations utilisant des unités relatives.

Les simulations ont démontré que le champ magnétique crête dans la phase centrale est très faible comparativement aux deux autres phases. Aucun échauffement des pièces de structure à l'intérieur de la phase centrale de ces transformateurs ne peut donc être attribuable à la circulation de courant continu. Le champ magnétique crête à l'intérieur des enroulements des phases latérales atteint jusqu'à 70% de celui du transformateur monophasé pour une même valeur de courant continu.

Le graphique de la figure 7.39 permet de déterminer le courant continu qui cause dans tous les types de transformateurs le même niveau de champ magnétique crête à l'intérieur des enroulements, donc le même échauffement des pièces de structure. Ainsi, si l'on

connaît la valeur de l'échauffement maximal tolérable dans le transformateur, on peut déterminer le courant continu correspondant à partir de la procédure suivante. On détermine d'abord la valeur correspondante des pertes générées à partir des notions du chapitre V. Ensuite, on évalue le champ magnétique crête qui génère cette valeur des pertes par la méthode décrite au chapitre VI. Finalement, à l'aide du graphique de la figure 7.39, on détermine le courant continu en choisissant la courbe correspondant au type du transformateur considéré.

## 7.8 Conclusion

Le transformateur triphasé à trois colonnes n'est pas influencé (ou très peu) par la présence de courant continu parce que le flux homopolaire est bloqué par une forte réluctance. Un échauffement excessif des pièces de structure de ce transformateur ne peut donc pas être attribuable à la circulation de courant continu. La saturation des colonnes de retour du transformateur triphasé à cinq colonnes en présence de courant continu entraîne une augmentation du flux alternatif dans les culasses qui deviennent alors immédiatement surexcitées parce que leur section n'est que de 50% de celle des colonnes bobinées. L'analyse du circuit magnétique des transformateurs de type cuirassé démontre que les culasses intermédiaires atteignent le plus haut niveau de saturation. Selon les résultats des simulations des circuits électriques non linéaires avec EMTP, aucun échauffement des pièces de structure à l'intérieur de la phase centrale des transformateurs triphasés à cinq colonnes et de type cuirassé ne peut être attribuable à la circulation de courant continu. Le champ magnétique crête à l'intérieur des enroulements des phases latérales des transformateurs triphasés à cinq colonnes et de type cuirassé atteint jusqu'à 70% de celui du transformateur monophasé.

Si l'on connaît la valeur de l'échauffement maximal tolérable dans le transformateur, on peut déterminer le courant continu correspondant à partir de la procédure suivante. On détermine d'abord la valeur correspondante des pertes générées à partir des notions du chapitre V. Ensuite, on évalue le champ magnétique crête qui génère cette valeur des pertes par la méthode décrite au chapitre VI. Finalement, à l'aide du graphique de la figure 7.39, on détermine le courant continu en choisissant la courbe correspondant au type du transformateur considéré.

## **CHAPITRE VIII**

### **CONCLUSION**

#### **8.1 Conclusion générale**

L'objectif du projet de recherche était l'étude des courants continus tolérables dans les transformateurs de puissance. Les essais d'injection de courant continu dans les transformateurs de grande puissance ont démontré que les échauffements dus à la présence de courant continu sont localisés principalement dans les barres de traction. Les barres de traction des transformateurs sont particulièrement sensibles à la présence de courant continu et s'échauffent rapidement pour des courants continus relativement faibles de l'ordre de 1% du courant nominal de charge. La température des barres de traction n'a pu être relevée au point central parce que les thermocouples installés à ces endroits ont été déplacés à cause du flambage des barres de traction sous l'effet de la chaleur. Des essais d'injection de courant continu ont été réalisés sur des petits transformateurs et une attention particulière a été apportée à l'échauffement des barres de traction.

Les essais sur les petits transformateurs ont démontré le phénomène de saturation des pertes dans les barres de traction en fonction du niveau de courant continu dans les transformateurs. Des calculs théoriques à partir des résultats expérimentaux ont permis de tracer la courbe du coefficient de transfert de chaleur de l'acier dans l'huile par rapport à la différence de température. Un essai d'injection de courant continu dans un transformateur équipé d'une barre de traction en acier non magnétique a démontré qu'elle est insensible à la présence de courant continu dans le transformateur.



Des simulations par éléments finis ont été effectuées avec les dimensions correspondant au transformateur de 100 kVA. La comparaison des résultats expérimentaux avec les résultats des simulations a permis de valider la méthode de calcul qui a ensuite été appliquée aux transformateurs de grande puissance. Le calcul de l'échauffement des barres de traction a été effectué à l'aide d'un coefficient de transfert de chaleur évalué à partir des résultats des essais sur les petits transformateurs. Les résultats des simulations ont démontré qu'un courant continu d'environ 20 A amène le point central de la barre de traction des transformateurs de grande puissance de tension  $735/\sqrt{3}$  kV à une température absolue de 140°C à partir d'une température d'opération de 80°C en régime ONAF. L'utilisation pratique des transformateurs de Radisson lors de l'opération à puissance maximale de la ligne à courant continu en mode retour par le sol peut entraîner une circulation de 25 A continus dans les transformateurs à 735 kV et une circulation de 30 A continus dans les transformateurs de convertisseur à 315 kV. Ces courants continus provoquent l'échauffement du point central des barres de traction à une température estimée de 170°C pour les transformateurs à 735 kV et de 115°C pour les transformateurs à 315 kV. Selon le guide ANSI, la résistance mécanique des cartons isolants sera réduite à 50% de sa valeur initiale après 300 heures d'utilisation à 170°C et après 20000 heures d'utilisation à 115°C.

Le circuit magnétique des transformateurs triphasés a été analysé de manière à expliquer le phénomène de saturation de ces transformateurs en présence de courant continu également réparti entre les trois phases. Le principe de dualité a été appliqué et les circuits électriques non linéaires obtenus ont été simulés avec le logiciel EMTP. Les modèles ont été validés par des essais expérimentaux sur des petits transformateurs triphasés. L'application du principe de dualité a été validé par une comparaison des

résultats de la simulation du circuit magnétique et de la simulation du circuit électrique dual. L'échauffement des barres de traction du petit transformateur triphasé à cinq colonnes a été mesuré à l'aide de thermocouples. Les résultats ont démontré que l'échauffement de la barre à l'intérieur des enroulements de la phase centrale est inférieur à celui des barres dans les phases latérales. Les barres de traction des colonnes de retour n'ont pas montré d'échauffement en présence de courant continu. Ces résultats sont cohérents avec les résultats des simulations. Finalement, des simulations utilisant des unités relatives ont été réalisées dans le but de comparer l'échauffement des pièces de structure à l'intérieur des enroulements causé par la circulation du courant continu dans les transformateurs triphasés et dans les transformateurs monophasés.

Si l'on connaît la valeur de l'échauffement maximal tolérable dans le transformateur, on peut déterminer le courant continu correspondant à partir de la procédure suivante. On détermine d'abord la valeur correspondante des pertes générées à partir des notions du chapitre V. Ensuite, on évalue le champ magnétique crête qui génère cette valeur des pertes par la méthode décrite au chapitre VI. Finalement, à l'aide du graphique de la figure 7.39, on détermine le courant continu en choisissant la courbe correspondant au type du transformateur considéré.

Les annexes II et III présentent les articles présentés dans le cadre de cette thèse lors de la conférence "IEEE Power Engineering Society 1996 Winter Meeting" à Baltimore et lors du Congrès canadien 1997 de l'IEEE en génie électrique et informatique à St-Jean de Terre-Neuve.

## 8.2 Conclusions détaillées

1. Le noyau et ses pièces constitutantes, comme les supports de bobines, ne s'échauffent pratiquement pas en présence de courant continu. L'échauffement est inférieur à celui produit par la surexcitation à 1,95 T.
2. Les presse-culasse s'échauffent assez lentement en présence de courant continu vers une température d'autant plus haute que le courant continu est élevé, mais aucun essai n'a amené leur température à celle du centre du noyau. Même si la culasse était déjà chauffée par la présence des courants nominaux de charge, on ne doit pas craindre pour son échauffement vers des températures critiques.
3. Le centre du couvercle de la cuve pour les transformateurs sous essais a présenté un point d'échauffement important quand le courant continu injecté a été de 75 A cc. Cet échauffement est lent par rapport aux événements géomagnétiques et n'est pas stabilisé après une heure d'essai. En extrapolant, on trouve que la température du centre du couvercle pourrait excéder de 50°C celle de l'huile au sommet de la cuve, en régime établi. La température de l'huile au sommet de la cuve mesurée en régime ONAF est de 80°C et s'ajoute à l'élévation de température. La température absolue ainsi calculée donne un total de 130°C au centre du couvercle ce qui est encore confortable par rapport à la norme.
4. Les thermocouples tels qu'installés ont démontré un échauffement important et rapide des barres de traction mais ils n'ont pas permis de connaître directement l'évolution de la température tout au long de ces barres.

5. Lorsqu'une barre de traction d'un transformateur en présence de courant continu s'échauffe, son élongation entraîne son flambage parce que ses extrémités sont fixées solidement aux presse-culasse qui sont très fortement serrés sur les culasses supérieure et inférieure. À ce moment la barre de traction n'agit plus pour aider la compression des bobinages et maintenir la pression sur le noyau ce qui peut avoir un impact important en cas de court-circuit.
6. L'échauffement des barres de traction du transformateur de 550 MVA est plus faible que l'échauffement des barres de traction du transformateur de 370 MVA. En fait, ces barres sont reliées mécaniquement et électriquement aux presse-culasse, ce qui permet une meilleure dissipation de la chaleur par conduction.
7. Les essais sur les transformateurs de 100 kVA ont démontré que les pertes maximales générées se trouvent localisées au centre des barres de traction.
8. Une étude analytique de l'échauffement a permis de conclure que les pertes locales générées dans une partie de la barre de traction est proportionnelle au taux initial de variation de température avec une constante de proportionnalité égale à la chaleur spécifique de la partie qui subit l'échauffement. Il a également été trouvé que la constante de temps de l'échauffement est proportionnelle à la capacité thermique de la partie et inversement proportionnelle au coefficient de transfert de chaleur entre la partie étudiée de la barre de traction et son environnement. Enfin, il a été démontré que l'élévation de température finale de la partie par rapport à la température environnante est proportionnelle aux pertes générées et inversement proportionnelle au coefficient de transfert de chaleur avec le milieu.

9. Les mesures des échauffements dans l'air et dans l'huile ont permis de déterminer une approximation du coefficient de transfert de chaleur entre la barre de traction et le milieu environnant. Le coefficient de transfert de chaleur dans l'huile utilisé pour les simulations du transformateur de 370 MVA est de  $140 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot^\circ\text{C}^{-1}$ .
10. L'échauffement d'une barre en acier non magnétique n'est pas influencé par la circulation du courant continu dans les transformateurs. Un essai comparatif sur le transformateur de 100 kVA a démontré ce comportement.
11. Les simulations par éléments finis ont été effectuées avec des éléments à deux dimensions sur une géométrie simple représentant une barre d'acier au centre d'une bobine. Le courant défini dans la bobine représente le champ magnétique alternatif et le champ magnétique continu qui sont engendrés à l'intérieur des enroulements par la circulation de courant continu dans un transformateur. Les harmoniques associés à la saturation ont été également décrits dans la simulation à partir des formules théoriques développées antérieurement.
12. Les simulations par éléments finis avec la géométrie du transformateur de 100 kVA ont démontré une excellente corrélation entre les résultats pratiques et les résultats théoriques. Les pertes expérimentales ont été évaluées à partir du taux de variation initial de température.
13. La méthode de calcul appliquée aux transformateurs de grande puissance a permis d'estimer la température du point central des barres de traction en fonction du niveau de courant continu.

14. Une formule de généralisation a été développée pour déterminer le niveau de courant continu tolérable en appliquant le critère indiquant que la température absolue admissible des barres de traction est de 140°C. Ce courant tolérable est inversement proportionnel au nombre de tours de l'enroulement du transformateur relié à la terre et directement proportionnel à la longueur de cet enroulement. Par exemple, un transformateur de tension nominale 315 kV peut porter un courant continu 735/315 fois celui d'un transformateur 735 kV de même puissance. Les essais d'injection de courant continu qui ont été effectués ont été basés sur ce principe.
15. Les pertes générées dans une barre de traction de section plus petite sont plus grandes que les pertes générées dans une barre de traction de section plus importante pour les champs magnétiques inférieurs au niveau de saturation. La saturation des pertes générées dans la barre de traction de plus faible section est obtenue pour un champ magnétique inférieur.
16. Les orages géomagnétiques présentent des tensions continues répétitives, mais chacune d'assez courte durée. Par ailleurs, les opérations en retour par le sol de la ligne à courant continu peuvent durer plusieurs heures. Aucune pièce des transformateurs n'est susceptible de s'échauffer à un niveau critique, seul un effet cumulé des échauffements peut réduire à long terme la résistance mécanique des isolants. Les transformateurs peuvent donc supporter les niveaux de courant continu du réseau d'Hydro-Québec à moins qu'il n'y ait des résonances dans le réseau qui ajoutent des effets de surexcitation ou de surtension sur les transformateurs.

17. La méthode d'essai d'injection de courant continu s'est avérée valable, sauf que plus de thermocouples auraient été requis sur les barres de traction.
18. Les essais ont confirmé que le courant continu tolérable est supérieur à 11,5 fois le courant de magnétisation nominal.
19. Le principe de dualité a été appliqué aux circuits magnétiques des transformateurs. Les circuits électriques résultants ont été validés par des résultats expérimentaux sur des petits transformateurs triphasés.
20. Le transformateur triphasé à trois colonnes n'est pas influencé (ou très peu) par la présence de courant continu parce que le flux homopolaire est bloqué par une forte réluctance. Un échauffement excessif des pièces de structure de ce transformateur ne peut donc pas être attribuable à la circulation de courant continu.
21. La saturation des colonnes de retour du transformateur triphasé à cinq colonnes en présence de courant continu entraîne une augmentation du flux alternatif dans les culasses qui deviennent alors immédiatement surexcitées parce que leur section n'est que de 50% de celle des colonnes bobinées.
22. L'analyse du circuit magnétique des transformateurs de type cuirassé démontre que les culasses intermédiaires atteignent le plus haut niveau de saturation
23. Selon les résultats des simulations des circuits électriques non linéaires avec EMTP, aucun échauffement des pièces de structure à l'intérieur de la phase

centrale des transformateurs triphasés à cinq colonnes et de type cuirassé ne peut être attribuable à la circulation de courant continu.

24. Le champ magnétique crête à l'intérieur des enroulements des phases latérales des transformateurs triphasés à cinq colonnes et de type cuirassé atteint jusqu'à 70% de celui du transformateur monophasé.

### **8.3 Nouvelles avenues de recherche**

1. Modélisation des transformateurs permettant l'intégration des modèles de réluctances et d'éléments finis.
2. Ajout des impédances de fuite entre les enroulements dans les modèles des transformateurs de type à colonnes et de type cuirassé dans le but de permettre une modélisation du courant de circulation possible entre enroulements parallèles en présence de courant continu.
3. Simulation des pertes dans la cuve des différentes conceptions de transformateurs en présence de courant continu.
4. Modélisation des pertes dans le noyau à partir de l'analyse des boucles mineures d'hystérésis tracées par le noyau en présence de courant continu.
5. Réquisition auprès des manufacturiers pour remplacer les barres de traction en acier magnétique par des barres de traction en acier non magnétique.



## RÉFÉRENCES

- ALBERTSON, V. D. et al (1993). Geomagnetic Disturbance Effects on Power Systems. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, pp. 1206-1216.
- ARTURI, C. M. (1991). Transient Simulation and Analysis of a Three-Phase Five-Limb Step-up Transformer Following an Out-of-phase Synchronization. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, pp. 196-207.
- AUBIN, J. et BOLDUC, L. (1983). Estimation des effets du courant continu dans les transformateurs à proximité du poste Des Cantons. Rapport interne IREQ-2835.
- BOLDUC, L. (1993). Optimisation d'inductances dans l'air. Rapport IREQ-93-029.
- BOLDUC, L. et al (septembre 1995). Problématique reliée à l'utilisation de l'électrode de mise à la terre du poste Radisson et moyens de mitigation. Recueil technique CIGRÉ, Colloque international sur les liaisons CCHT et FACTS, section 3.3.
- BOLDUC, L. et AUBIN, J. (1981). Détection des déplacements des bobinages de transformateurs par la mesure de la réponse en fréquence des pertes vagabondes. Rapport CEA RP 77-47.
- BOLDUC, L., et AUBIN, J. (1978). Effects of Direct Currents in Power Transformers, Part I. A General Theoretical Approach, Part II, Simplified Calculations for Large Transformers. Electric Power Systems Research, Vol. 1, pp. 291-304.
- BOLDUC, L., et AUBIN, J. (1991). Effets des orages géomagnétiques sur les réseaux électriques - Présentations au Comité SC12 de la CIGRÉ (Juin 1991). Rapport interne IREQ-91-110.
- BOUCHARD, R.-P., et OLIVIER, G. (1996). Électrotechnique, Éditions de l'École Polytechnique de Montréal.

CHERRY, E. C. (février 1949) The Duality between Interlinked Electric and Magnetic Circuits and the Formation of Transformer Equivalent Circuits. Proceedings of the Physical Society, Partie 62, pp. 101-110.

FALLON, D. J., BALMA P. M. et MCNUTT, W.J. (1990). The Destructive Effects of Geomagnetic Induced Currents in Power Transformers. International Conference of Doble Clients, Boston.

GIRGIS, R. S. et KO, C.-D. (1992). Calculation Techniques and Results of Effects of GIC Currents as Applied to two Large Power Transformers. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7, pp. 699-705.

HARDER, E. L. (1930). Effect of Direct Current in Transformer Windings. The Electric Journal, Vol. 27, pp. 601-607.

HAYT, W. H. (1989). Engineering Electromagnetics. 5e édition, McGraw Hill.

KAPPENMAN, J. G. (1990). Transformer DC Excitation Field Test & Results. IEEE Special Panel Session Report, 90TH0291-5 PWR, Long Beach, Californie.

KAPPENMAN, J. G. et ALBERTSON, V.D. (mars 1990). Bracing for the Geomagnetic Storm, IEEE Spectrum Magazine, pp. 27-33.

KIMBARK, E. W. (1971), Direct Current Transmission I, Wiley Interscience.

LANGLOIS, P. (1996), Études du profil de potentiel du sol et des variations des champs électriques et magnétiques et autres paramètres lors d'orages géomagnétiques. Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, Canada.

LAMMERANER, J. et STAFL, M. (1966). Eddy Currents. Iliffe Books Ltd., Tchecoslovaquie, pp. 88-91.

LU, S., LIU, Y. et REE, J.D.L. (1993). Harmonics Generated from a DC Biased Transformer. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, pp. 725-731.

MCNUTT, W. J. (1990). The Effect of GIC on Power Transformers. IEEE Special Panel Session Report, 90TH0357-4-PWR, Minneapolis, Minnesota.

PASCO, W. J., NORTON, E.T. et NILSSON, S.L. (1985). High-voltage Direct-Current Converter Transformer Magnetics. Rapport EPRI EL-4340, Projet de recherche 1424-3.

PICHER, P. et BOLDUC, L. (1993). Essais comparatifs d'échauffement de transformateurs 100 kVA en surexcitation et en présence de courant continu. Rapport interne IREQ-93-219.

RINGLEE, R. J. et STEWART, J.R. (juillet 1989). Geomagnetic Effects On Power Transformers. IEEE Power Engineering Review, pp. 6-9.

SLEMON, G. R. (juillet 1953). Equivalent Circuits for Transformers and Machines Including Non-linear Effects. Proceedings IEE, Vol. 100, pp. 129-143.

TAKASU, N., OSHI, T., MIYAWAKI, F., SAITO, S. et FUJIWARA, Y. (1993). An experimental Analysis of DC Excitation of Transformers by Geomagnetically Induced Currents. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, pp. 1173-1182.

TAY, H. C. (1993). Power Transformer Overheating due to Geomagnetically-Induced Currents. Thèse de doctorat, Université du Manitoba, Canada.

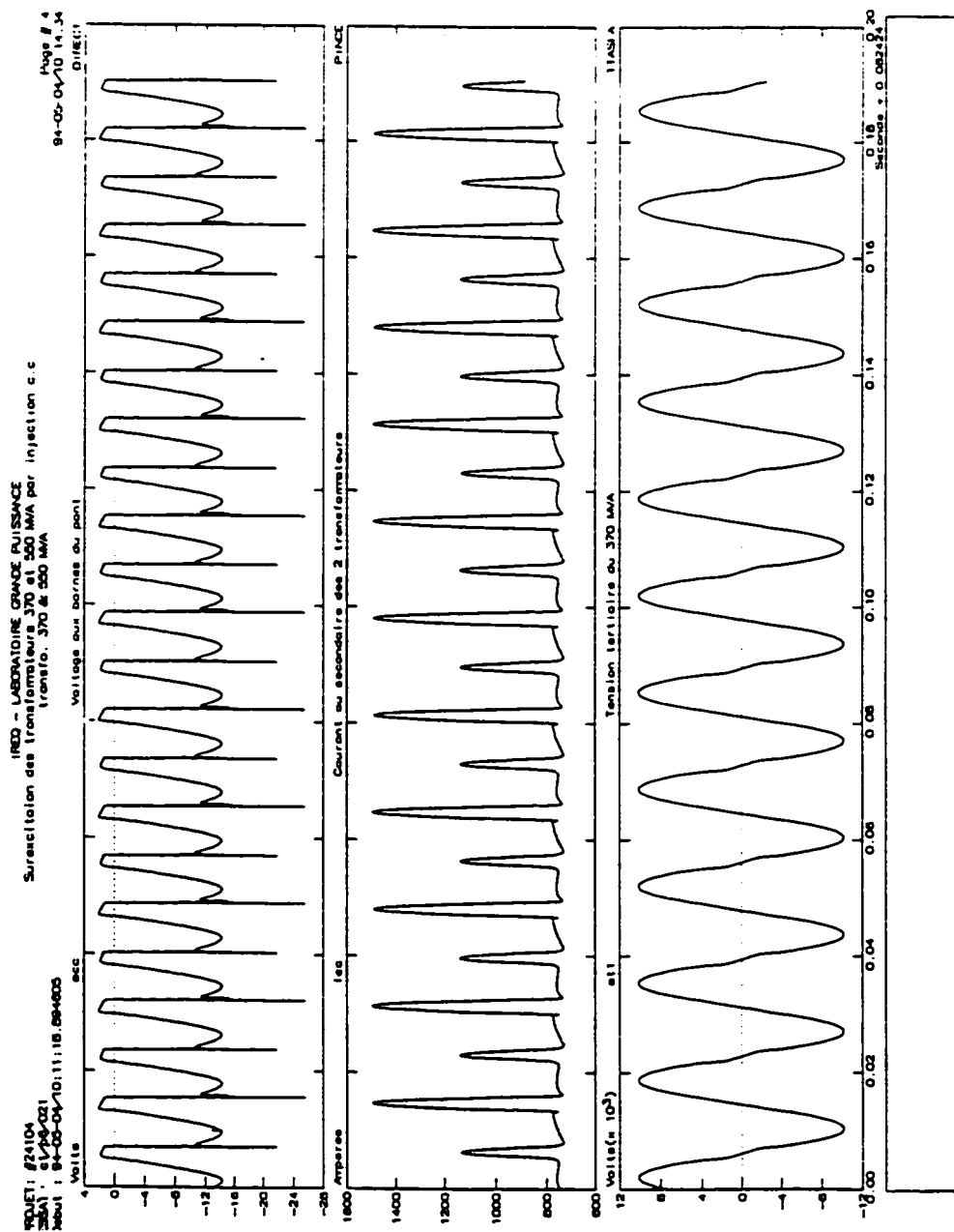
WALLING, R. A. et KHAN, A.H. (1991) Characteristics of Transformer Exciting-Current During Geomagnetic Disturbances. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, pp. 1701-1714.

ANSI/IEEE (1981). IEEE Guide for Loading Mineral-Oil-Immersed Power Transformers Up to and Including 100 MVA with 55°C or 65°C Average Winding Rise. ANSI/IEEE C57.92.



## ANNEXE I (SUITE)

Note: l'échelle de la tension du tertiaire doit être multipliée par  $\sqrt{3}$ .



## ANNEXE II: ARTICLE PRÉSENTÉ À BALTIMORE

### STUDY OF THE ACCEPTABLE DC CURRENT LIMIT IN CORE-FORM POWER TRANSFORMERS

P. Picher, Student Member, IEEE    L. Bolduc  
Institut de recherche d'Hydro-Québec (IREQ)  
Varennnes, Québec, Canada

A. Dutil  
Hydro-Québec  
System Planning Department  
Montréal, Québec, Canada

V. Q. Pham, Member, IEEE  
Power Transformer Division  
ABB Canada  
Varennnes, Québec, Canada

**Abstract**—The temperature rise in power transformers subjected to a dc source of excitation was measured on core-form single-phase 735-kV autotransformers rated 370-MVA and 550-MVA. The measurements were compared to the temperature rise values obtained on the same transformers operating in overexcitation at 1.95 T. The results show that the tie plates of this particular type of transformer are the components most susceptible to rapid temperature rise. Smaller-scale tests on 100-kVA transformers were performed to take a specific look at these tie plates under the effect of a temperature increase. Finite-element simulations combined with analytical studies of temperature rise were performed in an attempt to determine a tolerable dc current limit based on permissible temperature standards.

#### I. INTRODUCTION

Direct current can flow in ac power lines if a dc or quasi dc potential difference exists between the various grounding points. A ground potential difference can be caused by a geomagnetic storm or the injection of dc current by one of the ground electrodes of a dc link. Measurements have shown that, in the case of maximum dc current injection by one of the ground electrodes of Hydro-Québec's HVDC Radisson/Sandy Pond link, an equivalent dc current of 25 A per phase can be expected for several hours in the 735-kV autotransformers at Radisson whereas this current may reach 30 A per phase in 315-kV converter transformers. By comparison, the dc current caused by a geomagnetic storm could attain up to 100 A per phase for 1 min and 50 A per phase for 5 min.

It is important to determine a tolerable limit for the dc current in this type of transformer so that integrity can be maintained even at maximum injection of this current in a

ground electrode under magnetic storm conditions. DC injection tests have already been published [1-5] but a detailed study of the losses generated in the tie plates as a function of the direct-current level has never been reported.

This paper presents the results of dc injection tests in core-form autotransformers such as those used on Hydro-Québec's power system. The intensity of the losses generated in the tie plates of these transformers is studied in detail on the basis of results of dc injections in 100-kVA units. Comparison of the temperature rise of a tie plate made from non magnetic steel was successfully performed with small transformer models and comparative tests in air and in oil were carried out to identify the characteristics of the temperature rise phenomenon. A dc injection test with an initial oil temperature corresponding to a real case of field application was performed.

Finite-element simulations on a magnetic steel plate in a magnetic field similar to that created by the magnetizing current of a saturated transformer were conducted in order to establish a method of calculating the eddy current losses in the tie plates of large power transformers. Once it had been validated by small-scale tests, this method was applied to the large transformers and the local losses were calculated as a function of the dc current level. The values of the associated temperature rise were estimated on the basis of an analytical study of the temperature rise in the tie plates of the 100-kVA transformers. A tolerable dc limit based on permissible temperature standards was determined.

#### II. DC INJECTION IN LARGE POWER TRANSFORMERS

##### A. Description of the autotransformers

The 370-MVA transformer has two wound legs and its rated operation is at 1.655 T (735 kV). It comprises 1425 turns on the primary winding in series with the secondary winding and 42 turns on the tertiary winding. The 550-MVA transformer operates at 1.714 T at nominal voltage (700 kV) and its primary winding comprises 1050 turns, while the tertiary winding has 31 turns. It has a four-legged core of which two are wound and two are used for the return flux. Fig. 1 and 2 illustrate the internal structure of the transformers used for the tests.

Thermocouples were installed on the core and on the components more likely to be affected by stray losses. One

96 WM 223-8 PWRD A paper recommended and approved by the IEEE Transformers Committee of the IEEE Power Engineering Society for presentation at the 1996 IEEE/PES Winter Meeting, January 21-25, 1996, Baltimore, MD. Manuscript submitted August 1, 1995; made available for printing December 27, 1995.

## ANNEXE II (SUITE)

thermocouple was inserted between a tie plate of the 370-MVA unit and the paper insulation of the core, at the midpoint of the plate.

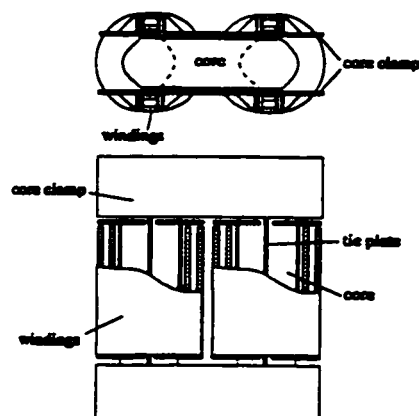


Fig. 1. Internal structure of the 370-MVA transformer.

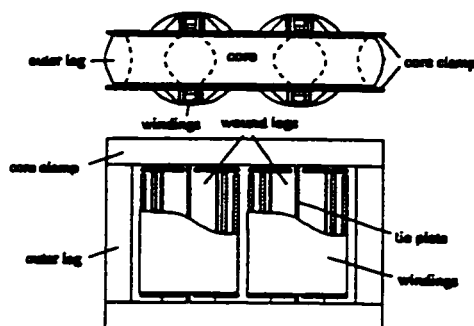


Fig. 2. Internal structure of the 550-MVA transformer.

### B. DC injection method

Fig. 3 presents a simplified diagram of the circuit used for injecting the dc current. The current passes through the tertiary of the autotransformers supplied in parallel on the HV side and drives the transformers into half-cycle saturation so that their exciting current becomes a unidirectional pulse in the direction of the flux dc offset. Considering that the flux dc offset is not in the same direction for the two transformers, the current drawn from the source is almost symmetrical, with one positive pulse and one negative, at an angle of  $180^\circ$  electrical. The reactance  $L_s$  inserted into the tertiary loop of the autotransformers provides a mean of reducing the ripple in the injected current due to saturation of the transformers, which thus become generators of

harmonic currents divided between the primary and the tertiary as a function of the impedances seen by the magnetizing inductances. The rms ripple factor is limited to 28%. The 0 to 55 V ac source supplying the diode bridge allows a high enough dc voltage to be produced for injecting at least 3000 A of dc current into the tertiaries.

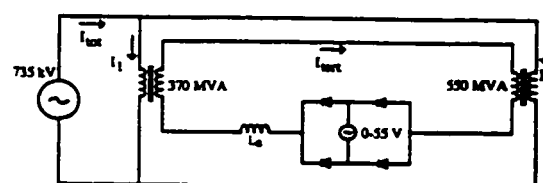


Fig. 3. Test circuit used for dc injection tests.

Injections of 425, 850, 1700 and 2550 A in the tertiaries, corresponding to 12.5, 25, 50 and 75 A on the HV side, were performed for 1 h at each dc level. The longest injection sequence did not exceed 3 h: 1 h at 735 kV without dc current injected, 1 h with a dc current of 25 A and 1 h with a dc current of 75 A. The initial temperature inside the transformers was left to stabilize to  $25^\circ\text{C}$  prior to every test. The waveforms associated with the dc injection circuit are shown in Fig. 4.

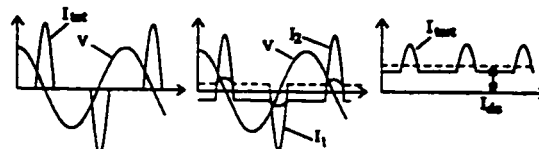


Fig. 4. Waveforms associated with the dc injection circuit.

### C. Measured peak currents

The ac currents on the autotransformer primary windings were measured as a function of the equivalent dc current on the HV side. The results are presented in Fig. 5.

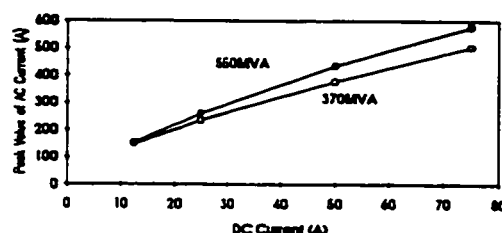


Fig. 5. Relation between dc currents and peak ac current values.

## ANNEXE II (SUITE)

### D. Transformer losses

The increase in the transformer core losses is limited to about 30% of the no-load losses at rated voltage according to the measured temperature on the top yoke, assuming uniform heating of the core. There is very little difference between the temperatures measured at different levels of dc so that it is difficult to assess their progression as a function of this parameter. The no-load losses of the 370-MVA and 550-MVA transformers are respectively 72 kW and 202 kW at 735 kV. The no-load losses at 1.95 T, which correspond to an excitation of 1.18 p.u. for the 370-MVA transformer and 1.125 p.u. for the 550-MVA unit are respectively 132 kW and 268 kW.

The resistive losses in the windings due to the flow of exciting current were calculated with the rms values of the measured primary and tertiary currents. Earlier tests with concentric windings such as those used here [6] had shown that the apparent resistance representing the stray losses at 600 Hz is somewhere between 8  $\Omega$  and 15  $\Omega$  and that this resistance is a function of the frequency with an exponent ranging from 1.3 to 1.7. The stray losses in the windings were calculated with an apparent resistance of 8  $\Omega$  and an exponent of 1.5.

Table 1 summarizes the calculated losses in the windings and the total losses of these transformers measured at the ac power source.

TABLE 1  
TOTAL LOSSES AND STRAY LOSSES IN THE TRANSFORMERS  
WINDINGS

I <sub>dc</sub> A	Total losses kW	Resistive losses kW	Windings stray losses kW
12.5	330	1	2.3
25	380	3.1	7
50	473	10.3	22
75	571	20.4	41

### E. Measurements of core temperature rise

Measurements of the temperature rise that took place in the transformer cores revealed that the two units had a very similar behavior. The increase in the temperature rise over initial temperature due to the dc flow is limited to roughly 13°C, which is lower in fact than the temperature rise of the core at 1.95 T, even when the transformers are exposed to a dc current of 75 A.

### F. Measurements of the temperature rise of the structural elements

The core clamp, which does not show any appreciable increase in temperature at rated voltage or in overexcitation, is sensitive to the presence of dc current. The increase in

temperature over the top-oil temperature is only small (< 7°C) because the natural oil circulation ensures rapid and effective cooling.

The most sensitive elements are the tank cover and the tie plates located inside the coils near the core which connect the upper and lower core clamps. The temperature rise on the tank cover can be quite high at the center but it decreases toward the edge. The temperature rise over that of the top-oil reaches 37°C after the flow of 75 A dc current through the transformers. A large heat-transfer surface is available in the oil but hot oil cannot circulate upwards because the source here is the tank cover. The time constant of the tank cover temperature rise is of the order of 50 min, owing to the substantial thermal capacity.

The tie plates are the components most susceptible to rapid temperature rise under the influence of dc current in core type transformers. Their time constant is approximately 3 min. The maximum temperature rise over the top oil temperature was 52°C at the upper end of a tie plate of the 370-MVA class transformer after the circulation of 75 A dc in the transformers. These tie plates have a temperature rise higher than those of the 550-MVA transformer because their contact with the core clamp is not insulated so that heat is transferred within the metal. The temperature rise curves for the mid-point of the tie plates of the 370-MVA transformer show a nonlinear behavior: when the plate reaches a temperature about 20°C higher than the core, the exponential curve is interrupted and followed by a plateau at a lower temperature, similar to that of the oil. The thermocouple was inserted under the plate and firmly attached so it may be that the plate with the temperature rise expanded and consequently buckled because its ends could not move. As a result, the thermocouple inserted under the plate was detached and measured the temperature of the oil in the newly created space between the plate and the core. This explains the need to do the tests on a smaller scale and resort to simulations.

### G. Gas analysis and induced voltage test

Gas analysis were performed after each dc injection test and the results did not show any notable rise of dissolved gas in oil.

After dc injection tests, the 370-MVA transformer was submitted with success to an induced voltage test.

The two transformers are now in service.

## III. FUNDAMENTAL TEMPERATURE-RISE EQUATIONS

It can be shown that the temperature variation in a component is governed by the following differential equation:

$$C\Delta m \frac{dT}{dt} + h\Delta s(T - T_{env}) = \lambda\Delta m, \quad (1)$$



## ANNEXE II (SUITE)

where  $C$  denotes the thermal capacity of the material (in  $\text{Jkg}^{-1}\text{°C}^{-1}$ ),  $h$  is the heat transfer coefficient with the immediate environment (in  $\text{Wm}^{-2}\text{°C}^{-1}$ ),  $\lambda$  represents the value of the losses generated in the component (in  $\text{W/kg}$ ),  $T_{\text{env}}$  is the temperature of the environment in which the component is found, and  $\Delta m$  and  $\Delta s$  define the mass and surface of the contact with the immediate environment of the component part experiencing a local temperature rise.

The solution of this equation is given by the following time function:

$$T(t) = \left( \frac{\lambda \Delta m}{h \Delta s} + T_{\text{env}} \right) (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + T(0) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2)$$

where  $T(0)$  is the initial temperature of the component part and  $\tau$  is the time constant of the exponential. The value of the time constant is given by:

$$\tau = \frac{C \Delta m}{h \Delta s} \quad (3)$$

The value of the local losses generated can be determined using the following formula derived from (1):

$$\lambda = C \frac{dT}{dt}(0) \quad (4)$$

### IV. DC CURRENT INJECTION TESTS IN 100-kVA TRANSFORMERS

#### A. Test conditions

The dc current injection method in this test is the same as that presented earlier. The 100-kVA (rated) transformers are supplied at their 575-V tap on the ac side. The dc current limited to 170 A is injected by the 240-V winding, which has 36 turns. Two tie plates were added to one of the transformers which has the same core structure as the 370-MVA transformer (Fig. 1) to simulate the structure of large power transformers. The plate section was 6 mm by 50 mm as compared to the 12 mm by 75 mm section of the tie plates of the 370-MVA transformer.

Seven thermocouples were installed on each tie plate between the mid-point and the upper end. They were inserted between the plates through holes specially drilled in the side.

The dc current injection tests were conducted with the transformer in air and, also, in an oil-filled tank. The excitation period was of sufficient duration to achieve stability during a temperature rise or to reach a maximum absolute temperature of 200°C.

#### B. Temperature rise with respect to the core

Fig. 6 illustrates the final temperature rise reached at the center of the tie plate as a function of the injected dc current level.

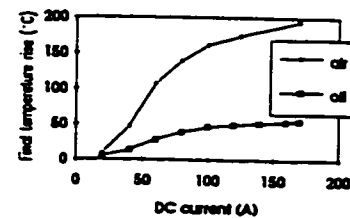


Fig. 6. Temperature rise at the center of the tie plate of the 100-kVA transformer as a function of the injected dc current level.

#### C. Eddy current losses

The value of the eddy current losses was determined from (4) for the tests both in air and in oil. Fig. 7 presents the variation in the losses generated in the central portion of the tie plate as a function of the injected dc current level. It can be seen that saturation of the local losses occurs in the central portion of the tie plate, which is a characteristic of saturable magnetic materials.

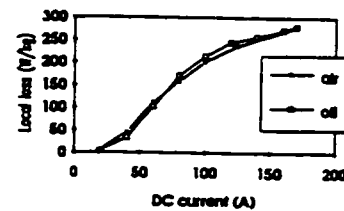


Fig. 7. Variation in the losses generated in the central portion of the tie plate of the 100-kVA transformer as a function of the injected dc current.

The seven thermocouples installed on each tie plate provided an indication of the value of the local losses as a function of the distance with respect to the center. Fig. 8 illustrates the results for the dc current injection tests from 80 A to 170 A.

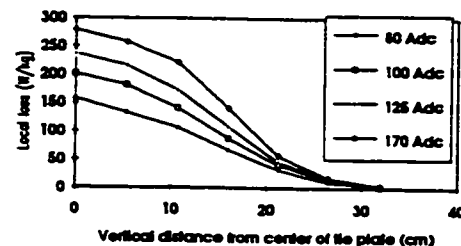


Fig. 8. Local losses as a function of the location on the tie plate of the 100-kVA transformer. The half-length of the windings is 16.5 cm, and that of the tie plate is 32 cm.

## ANNEXE II (SUITE)

### D. Evaluation of the heat transfer coefficient

It can be seen from (3) that the only unknown is the heat transfer coefficient. The time constant of the exponentials and the thermal capacity of the steel are known while the values of the mass and volume are determined from the tie plate geometry. The plate is divided into elements of length  $\Delta L$  with a section 6 mm by 50 mm. The dissipation surface in the immediate environment is equal to the lateral surface of the tie plate. The  $\Delta m/\Delta s$  ratio of a tie plate of the 100-kVA transformer is  $20.8 \text{ kg/m}^2$  and of the order of  $40.3 \text{ kg/m}^2$  in the case of the 370-MVA unit. According to (3), the time constant of the temperature rise of the 370-MVA transformer tie plates should be about twice that of the 100-kVA transformer tie plates, which is in fact the case.

The experimentally evaluated heat transfer coefficient of the plate in air is approximately  $20 \text{ Wm}^{-2}\text{C}^{-1}$  compared to  $100 \text{ Wm}^{-2}\text{C}^{-1}$  in oil for a temperature difference between plate and oil of about  $60^\circ\text{C}$ . The greater the difference in temperature between the plate and the oil, the faster the oil circulates and the larger the heat transfer coefficient.

### E. High-temperature test

A dc injection test at 100 A in the 100-kVA transformer was performed with the oil preheated to  $90^\circ\text{C}$ . The test proved that the  $45^\circ\text{C}$  temperature rise does not vary even if the initial temperature is higher.

### F. Test with non magnetic steel plate

This test revealed that there is no increase in temperature rise with respect to the core of a tie plate made of non magnetic steel.

## V. FINITE-ELEMENT SIMULATION OF TIE PLATE LOSSES

### A. Simulation conditions

The 2D geometry of the problem illustrated in Fig. 9 represents a magnetic-steel plate in the center of a coil carrying the magnetizing current of a saturated transformer.



Fig. 9. Geometry used for the finite-element simulations.

The harmonics of the magnetizing current are calculated from the equations developed earlier [7]. The magnetizing current defined for the simulations is half the total magnetizing current of the transformer because in the simulations account is taken of only one leg and the current is divided between the two wound legs.

The representation does not take account of the transformer core because the latter is considered to be saturated. It is therefore assumed that the tie plates constitute a path parallel to that of the core and that the principle of superposition can be applied for the simulations. The tie plates are rectangular in section and the smallest surface is used to calculate in two dimensions.

### B. Local losses simulated for the 100-kVA transformer

Fig. 10 illustrates a comparison between the simulations and the experimental results of local losses in the central portion of the tie plate as a function of the injected dc current level.

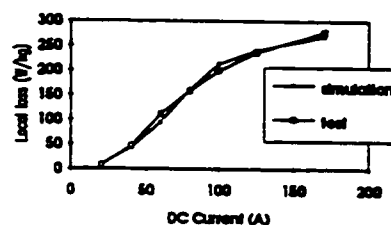


Fig. 10. Comparison of simulated local losses with the experimental results in the central portion of the tie plate of the 100-kVA transformer.

### C. Local losses simulated for large transformers

This comparison provides a means of validating the calculation method and applying it to large power transformers. The results are presented in Table 2.

TABLE 2  
SIMULATION OF LOSSES IN THE CENTRAL PORTION OF THE TIE PLATES OF THE LARGE TRANSFORMERS

Idc A	Local loss W/kg	Temp. rise over core $^\circ\text{C}$
12.5	125	36
25	310	89
50	428	123
75	400	115

It can be seen that the losses generated in the central portion of the tie plate are lower at 75 A dc than at 50 A dc. This is due to the combined action of the dc current level and the variation in the relative amplitudes of the harmonics as a function of this dc current level. The magnetizing

## ANNEXE II (SUITE)

current of the transformer saturated by the dc current is a pulse whose width (in electrical degrees) increases with the level of the dc current. This reduction in the harmonic distortion of the magnetizing current limits the increase in the losses. On the other hand, the dc current level raises the degree of saturation of the component under study, which also limits the increase in the eddy currents generated. The sum of these contributions explains the reduced losses at an injected dc current of 75 A. Table 3 presents the magnetizing-current characteristics of transformers in saturation.

TABLE 3  
MAGNETIZING-CURRENT CHARACTERISTICS OF TRANSFORMERS  
IN SATURATION

I <sub>dc</sub> A	I <sub>mms</sub> /I <sub>dc</sub>	Pulse width degrees	THD <sup>*</sup> %
12.5	11.8	46	182
25	9.4	58	155
50	7.6	71	132
75	6.7	81	118

$$^* \text{THD} = \frac{1}{I_1} \left( \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2 \right)^{1/2}$$

The heat transfer coefficient  $h$  used to convert the simulated losses of Table 2 into temperature values was determined by extrapolating the results of small-scale tests. If the temperature at the top of the yoke of the core in ONAF operation (80°C) is added to these results, it is found that a dc current of approximately 18 A pushes the temperature at the mid-point of the tie plates up to 140°C, which is a generally admitted maximum tolerable temperature in power transformers [8,9].

### VI. DISCUSSION ON A TOLERABLE DC CURRENT LIMIT

The following formula can be used to determine the dc current value that will raise the mid-point of the tie plates to 140°C under an ONAF operation.

$$I_{dc} = 11400 \frac{l}{N} \quad (5)$$

where  $l$  and  $N$  represent the length and number of turns of the grounded winding. Equation (5) is valid for core-form single-phase power transformers with 12 mm by 75 mm magnetic tie plates.

If a 25-A dc current flows in the 735-kV transformers at Radisson during a period of several hours, the temperature at the center of the tie plates can be expected to reach 170°C (90°C+80°C). In the case of 315-kV transformers, this temperature would be 115°C with 30 A dc. The ANSI guide specifies that the initial value of the strength of insulating paper is reduced by as much as 50% after 300 h (lifetime) of use at 170°C. At 115°C, the paper has a lifetime of 20,000 h.

For the limit case of the temperature rise at the central point of the tie plate (123°C+80°C), the guide reports a lifetime of 150 h. Considering that the heating of the tie plates is a very local phenomenon in the large volume of power transformers, only a very small quantity of paper can degrade after several hours flow of dc current. Moreover, this type of insulation is not used in the windings but only for protecting a structural element of the core. Any weakening in the dielectric properties of the insulating paper at this location therefore does not seem to be a major inconvenience.

### VII. CONCLUSIONS

1. The core and its components show almost no increase in temperature in the presence of dc current. The temperature rise is lower than that due to overexcitation at 1.95 T. The core clamps are heated quite slowly in the presence of dc current but none of the tests performed raised their temperature to that at the top of the yoke.
2. The center of the tank cover on the transformers tested showed a strong temperature rise when the injected dc current reached 75 A. This temperature rise is much slower than that occurring in a geomagnetic storm and does not stabilize after 1 h of testing. A temperature rise of 50°C above the top-oil temperature was found by extrapolation, which is a comfortable value compared to the standard.
3. When a tie plate of a transformer heats up in the presence of a dc current, it expands and buckles because its ends are firmly attached to the core clamps, which in turn are tightly held in place at each end. The clamps can therefore no longer contribute to the compression of the coils or maintain the pressure on the core.
4. The temperature rise on the tie plates of the 550-MVA transformer is lower than for the 370-MVA unit because these plates are mechanically and electrically connected to the core clamps, allowing a better dissipation of the heat by conduction.
5. The small-scale tests revealed that the maximum losses are located in the central portion of the tie plates.
6. The temperature rise of a non magnetic steel plate is not influenced by the flow of dc current in the transformers.
7. According to the results of simulations of large transformers, the heating of their tie plates is not likely to reach a critical level and it is only an accumulation of temperature rise effects that could, in the long term, reduce the strength of the insulation. Core-form transformers are therefore able to withstand high levels of dc current, provided there is no resonance, which would cause overexcitation in the transformers.

## ANNEXE II (SUITE)

## VIII. REFERENCES

- [1] W. J. Pasco, "High-Voltage Direct-Current Converter Transformer Magnetics", EPRI EL-4340, GE, Dec. 1985.
- [2] N. Takasu, T. Oshi, F. Miyawaki, S. Saito and Y. Fujiwara, "An Experimental Analysis of DC Excitation of Transformers by Geomagnetically Induced Currents", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 9, no. 2, April 1994.
- [3] C. D. Ko and R. S. Girgis, "Analysis of Core-Form Transformer Performance under the Effects of Geomagnetically Induced Currents", Proceeding of the 1991 American Power Conference.
- [4] H. C. Tay and G. W. Swift, "On the Problem of Transformer Overheating due to Geomagnetically Induced Currents", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. 104, no. 1, January 1985, pp. 212-219.
- [5] J. G. Kappesman, "Transformer DC Excitation Field Test and Results", IEEE Special Panel Session Report, July 12, 1989.
- [6] L. Bolduc and J. Aubin, "Detection of Transformer Winding Displacement by the FRSL Diagnosis Method", CEA RP 77-47, March 1981.
- [7] L. Bolduc and J. Aubin, "Effects of Direct Currents in Power Transformers, Part I: A General Theoretical Approach, Part II: Simplified Calculations for Large Transformers", Electric Power Systems Research, vol. 1, 1978, p. 291-304.
- [8] "IEEE Guide for Loading Mineral-Oil-Immersed Power Transformers Up to and Including 100 MVA with 55°C or 65°C Average Winding Rise", ANSI/IEEE C57.92-1981.
- [9] "Loading Guide for Oil-Immersed Power Transformers", IEC Publication 354.
- [10] R. A. Walling and A. H. Khan, "Characteristics of Transformer Exciting-Current during Geomagnetic Disturbances", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 6, no. 4, October 1991, pp. 1701-1714.
- [11] D. J. Fallon, P. M. Balma and W. J. McNess, "The destructive Effects of Geomagnetic Induced Currents in Power Transformers", Minutes of the Fifty-Seventh Annual International Conference of Doble Clients, Doble Engineering Company, Watertown, May 1990.
- [12] D. Pavlik, D. C. Johnson and R. S. Girgis, "Calculation and Reduction of Stray and Eddy Losses in Core-Form Transformers Using a Highly Accurate Finite Element Modeling Technique", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 8, no. 1, January 1993.
- [13] D. H. Boteler, R. M. Shier, T. Watanabe and R. E. Horita, "Effect of Geomagnetically Induced Currents in B.C. Hydro 500 kV System", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 4, no. 1, January 1989.
- [14] IEEE Working Group, "Geomagnetic Disturbance Effects on Power Systems", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 8, no. 3, July 1993.
- [15] E. L. Harder, "Effect of Direct Current in Transformer Windings", Electric Journal, Vol. 27, 1930, p. 601.

Patrick Ficher received his B.Ing. degree in Electrical Engineering from Université de Sherbrooke, Québec, in 1993 and is working toward his Ph.D. degree from École Polytechnique de Montréal in collaboration with Institut de recherche d'Hydro-Québec. He is a member of the Ordre des Ingénieurs du Québec.

Léonard Bolduc obtained a B.Sc.A. degree in Engineering Physics and Ph.D. degree in Physics at Université Laval, Québec City, in 1970 and 1973 respectively. After postdoctoral studies at Université du Québec in Montréal, he joined Institut de recherche d'Hydro-Québec in 1975. He has been involved in different theoretical and physical developments: subharmonic ferroresonance damping, frequency-response-of-stray-losses diagnosis method for transformer winding displacement, self-regulating variable inductors, capacitive coupling systems for medium power levels (<2 MW). His main field of interest and research, however, has always been the effects of direct currents on transformers and the power system in general. He is a member of the Ordre des Ingénieurs du Québec.

Antonio Duail received a B.Ing. degree in Electrical Engineering from Université de Sherbrooke, Québec, in 1977. He immediately began working for Hydro-Québec where he has remained with the Power Transmission Planning System Department. The main activity of the particular group in which he works involves determining the constraints to which generating and transmission equipment is exposed in an aim to establish the principal electrical characteristics needed for procurement of strategic power system apparatus. This same group is responsible for determining design criteria that will minimize the environmental impact of power lines. He has also worked on many occasions for electrical utilities in other countries as an expert in his particular field of specialization. He is a member of the Ordre des Ingénieurs du Québec.

Van Quan Pham graduated in 1961 from Saigon Institute of Technology and completed a Master's Degree in Electrical Engineering in 1970 at the Georgia Institute of Technology, Atlanta. He began his career in Vietnam, with the Vietnam Electric Power Company. Since 1979, he has been with ABB Canada at the Power Transformer Division in Varennes, where he presently holds the position of Senior Engineer in the Transformer Design Department. He is a member of the Ordre des Ingénieurs du Québec.

# ANNEXE III: ARTICLE EN VOIE DE PRÉSENTATION

## À ST-JEAN DE TERRE-NEUVE

### ACCEPTABLE DIRECT CURRENT IN THREE-PHASE POWER TRANSFORMERS: COMPARATIVE ANALYSIS

P. Picher, Member, IEEE    L. Bolduc, Member, IEEE  
Institut de recherche d'Hydro-Québec (IREQ)  
Varenes, Québec, Canada J3X 1S1

G. Olivier, Member, IEEE  
École Polytechnique de Montréal  
Montréal, Québec, Canada H3C 3A7

#### ABSTRACT

This paper presents a comparative analysis of the temperature rise in three-phase core-form and shell-form power transformers in the presence of direct current. The temperature-rise assessment is compared on the basis of direct-current injection tests in single-phase core-form transformers, with a nominal voltage rating of 735 kV and nominal power ratings of 370 MVA and 550 MVA. The theoretical analysis of the saturation of three-phase transformers in the presence of direct current is based on the study of their magnetic circuit. The principle of duality was applied to obtain equivalent electric circuits simulated using the Electromagnetic Transients Program (EMTP) and validated using experimental results.

#### 1. INTRODUCTION

Hydro-Québec's power system includes single-phase power transformers as well as three-phase core-form and shell-form power transformers in which direct current may flow superimposed over normal ac excitation. Direct current can flow in ac power lines if a dc or quasi dc potential difference exists between the various grounding points. A ground potential difference may be caused by a geomagnetic storm or may occur when direct current is injected by a ground electrode of a dc link.

A previous paper [1] presented the results of direct-current injection tests in two single-phase high-power autotransformers found on Hydro-Québec's 735-kV transmission system. The results of this study are used as a basis of comparison for analyzing the influence of direct current on the temperature rise in three-phase transformers (3-legged core-form, 5-legged core-form and shell-form transformers).

These large-scale temperature-rise tests demonstrated that the structural parts most susceptible to rapid and significant temperature rise (tie plate) are found inside the windings near the core. The comparative analysis therefore deals with the temperature-rise of structural parts inside the windings. The principle of duality [2,3,4,5] was applied so as to obtain equivalent electric circuits of the magnetic circuits of the three-phase transformers. The electrical circuits thus obtained were simulated using EMTP and were validated by experimental results on small-scale three-phase transformer models (1 kVA).

#### 2. ANALYSIS OF MAGNETIC CIRCUITS

##### A. Three-phase 3-legged and 5-legged core-form transformers

The magnetic circuit which uses non-linear reluctances representing the three-phase 5-legged core-form transformer is shown in Fig. 1.

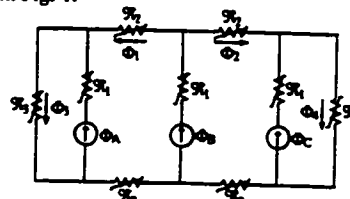


Fig. 1 Magnetic circuit of 5-legged core-form transformer.

The three phases of the transformer are denoted as A, B and C. The illustrated reluctances  $\mathcal{R}_1$ ,  $\mathcal{R}_2$  and  $\mathcal{R}_3$  are non-linear due to the fact that the permeability varies according to the degree of magnetization. Formula (1) is used to calculate the value of the reluctances as a function of permeability ( $\mu$ ), section (S) and length (l) of the portion of the core being modeled.

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu S} \quad (1)$$

Eq. (2) and (3) define fluxes  $\Phi_1$  and  $\Phi_2$  in Fig. 1:

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_B}{2} + (1-x)\Phi_C - (1-x)\Phi_A \quad (2)$$

$$\Phi_2 = \frac{\Phi_B}{2} + (1-x)\Phi_A - (1-x)\Phi_C \quad (3)$$

The variable  $x$  is a function of reluctances  $\mathcal{R}_1$ ,  $\mathcal{R}_2$  and  $\mathcal{R}_3$  and is defined by Eq. (4):

$$x = \frac{4\mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3}{4\mathcal{R}_2 + 2\mathcal{R}_3} \quad (4)$$

Eq. (5) and (6) are used to express fluxes  $\Phi_3$  and  $\Phi_4$  in the lateral legs:

$$\Phi_3 = \frac{\Phi_B}{2} + x\Phi_A + (1-x)\Phi_C \quad (5)$$

$$\Phi_4 = \frac{\Phi_B}{2} + x\Phi_C + (1-x)\Phi_A \quad (6)$$

### ANNEXE III (SUITE)

Eq. (2) through (6) are valid for ac and dc fluxes. In the case of three-phase 3-legged core-form transformers, if the effect of the tank is neglected,  $\mathcal{R}_3$  has an infinite value. The zero-sequence flux is thus blocked so that saturation of the magnetic circuit becomes impossible. This behavior was verified by small-scale tests on three-phase 3-legged core-form transformer and with simulations. There was a significant temperature rise in the tank cover of high-power single-phase transformers in the presence of 75 A of direct current (735-kV transformers). The magnetization flux thus finds a path inside the tank when there is a high direct current. At high direct currents, it is possible that the tank also presents a path for the zero-sequence flux of three-phase 3-legged transformers. However, the effect on the temperature rise of structural parts inside the windings is still less than for the three-phase 5-legged core-form transformer. The lateral legs of three-phase 5-legged core-form transformers allow the zero-sequence flux to flow inside the magnetic circuit, which is not the case for the three-phase 3-legged core-form transformers. A deep saturation of the lateral legs was observed during the simulations of the small-scale three-phase 5-legged core-form transformer. The lateral legs then became saturated during 360 electrical degrees when the direct current was injected in the three phases. Considering that the value of  $\mathcal{R}_3$  becomes very high in relation to  $\mathcal{R}_1$  and  $\mathcal{R}_2$ ,  $x$  approaches 0.5, which means that ac flux  $\Phi_1$  approaches  $-\Phi_A$  and the ac flux  $\Phi_2$  approaches  $-\Phi_C$ . In the lateral legs, the ac flux approaches 0. The dc flux flows in the lateral legs with an amplitude approaching  $\Phi_B/2 + \Phi_A/2 + \Phi_C/2$  (dc fluxes). This is the same behavior as in the case of the three-phase 3-legged core-form transformer.

For the lateral legs to be deeply saturated, the entire ac flux must flow in the upper and lower yokes without saturating them. Two parameters make this possible: the rated flux density and the yoke section. In the case of the model, the rated flux density is 1 tesla and the yoke section is equal to 75% of that of the wounded legs. The 100% presence of the flux in 75% of the section causes an approximate overexcitation of 1.33 p.u. (about 1.33 tesla) which does not lead to the saturation of the yokes. The behavior thus mirrors that of the three-phase 3-legged core-form transformer after its lateral legs have been deeply saturated. The dc flux which saturates the lateral legs during 360 electrical degrees flows in the three wounded legs. This dc component of the flux in the three wounded legs leads to a saturation in one polarity of the core inside the windings, which increases the peak magnetic field experienced by the structural parts.

In practice, the section of the high-power transformer yokes is equal to 50% of the wounded legs section. In addition, the transformer operates very near to the saturation point. The circulation of the total flux in the yokes would

cause an overexcitation of about 2 p.u., which is unrealistic. The lateral legs thus do not become deeply saturated but are rather saturated in one polarity as in the wounded legs. The lateral legs carry less ac flux and the yokes carry more, but not the entire flux. This therefore consists of intermediate behavior.

#### B. Three-phase shell-form transformer

The magnetic circuit which uses non-linear reluctances representing the three-phase shell-form transformer is shown in Fig. 2.

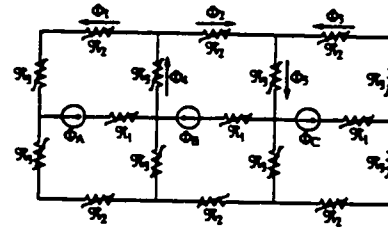


Fig. 2 Magnetic circuit of three-phase shell-form transformer.

Eq. (7), (8), (9), (10) and (11) express the fluxes in Fig. 2 (ac and dc fluxes).

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_A}{2}, \quad (7)$$

$$\Phi_2 = \frac{\Phi_B}{2}, \quad (8)$$

$$\Phi_3 = \frac{\Phi_C}{2}, \quad (9)$$

$$\Phi_4 = \frac{\Phi_A + \Phi_B}{2}, \quad (10)$$

$$\Phi_5 = \frac{\Phi_B + \Phi_C}{2}, \quad (11)$$

Reluctances  $\mathcal{R}_2$  and  $\mathcal{R}_3$  represent the portions of the core with a section that is 50% that of the core inside the windings ( $\mathcal{R}_1$ ). Eq. (7), (8) and (9) show that fluxes  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  and  $\Phi_3$  correspond to half of the flux that circulates in the core inside the windings (ac and dc fluxes). These portions of the core thus have the same conditions of saturation as the core inside the windings. Eqs. (10) and (11) show that the dc component of flux  $\Phi_4$  is equal to  $-\Phi_C/2$  and that of flux  $\Phi_5$  is equal to  $-\Phi_A/2$ . The dc components of  $\Phi_4$  and  $\Phi_5$  are equal to the sum of the dc fluxes inside the windings of the adjacent two-phases divided by two. The intermediate yokes are thus parts which attain the highest level of saturation. However, for the analysis of the temperature-rise of structural parts, the saturation of the core inside the windings remains the most important aspect.

## ANNEXE III (SUITE)

### 3. DUAL ELECTRICAL CIRCUITS

Figs. 3 and 4 represent the dual equivalent electrical circuits for the magnetic circuits in Figs. 1 and 2. The flux sources are transformed by voltage sources modeled by two current sources to keep the neutral ungrounded. DC sources are added for the simulations. These electrical circuits were used to perform an EMTP simulation of the saturation of the core of the three-phase 5-legged core-form and shell-form transformers.

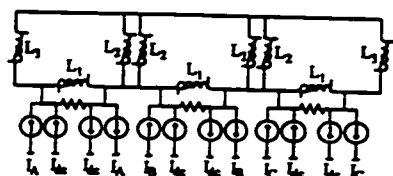


Fig. 3 Equivalent electrical circuit of the 5-legged core-form transformer.

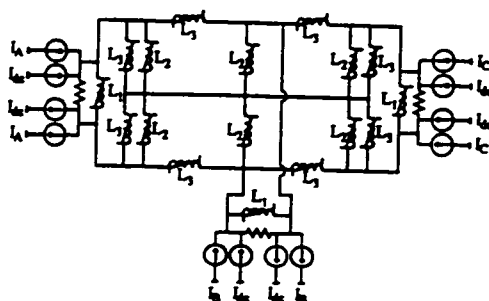


Fig. 4 Equivalent electrical circuit of the shell-form transformer.

### 4. SIMULATION AND TESTING

#### A. Validation of dual electrical circuits

Direct-current injection tests were conducted on small-scale three-phase transformer models (3-legged core-form, 5-legged core-form and shell-form) in an aim to validate the simulation circuits. Fig. 5 shows the direct-current injection circuit used for the three-phase transformers.

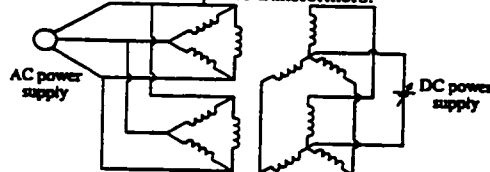


Fig. 5. Experimental direct-current injection circuit.

The direct current was injected through the neutral of the transformers placed in parallel on the secondary side. The primaries, connected in a delta configuration, were also

placed in parallel on the side of the 120-V ac three-phase source. The magnetizing current of each transformer phase was evaluated by totaling the contributions of the primaries and secondaries (dc on the secondary side and ac on the primary side). Simulations of corresponding electrical circuits were carried out in an aim to validate the simulation circuits. The saturation curves for the non-linear elements were assessed on an experimental basis (one curve per transformer). Fig. 6 shows a comparison of the magnetizing currents measured against the simulated currents for 10 A of direct current injected in each phase of the transformers.

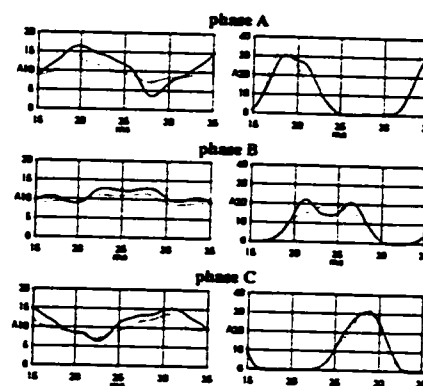


Fig. 6. Experimental validation of simulation circuits (left: three-phase 5-legged core-form transformer; right: three-phase shell-form transformer; measurements: solid lines).

The differences between the experimental results and the simulations are due to the error associated with the modeling of the transformer saturation curve.

#### B. Simulations using per-unit method

Simulations using per unit (p.u.) are performed to establish comparison curves of the temperature rise of the structural parts inside the three-phase transformer windings in relation to the temperature rise of single-phase transformers. Large-scale direct-current injection tests conducted on single-phase transformers present a basis of comparison for the temperature rise of structural parts. The base flux for the calculation in p.u. is equal to the peak flux which flows in the windings in the absence of any direct current. The per-unit magnetomotive force base creates the per-unit flux base in the reluctance which represents the core inside the transformer windings. The per-unit flux density base is set at a value near the knee of the saturation curve used. Previous direct-current injection tests in power transformers served to validate the saturation curve used for the simulations. The temperature rise of the structural parts depends on the size of the part, its cooling capacity, the direct-current magnetic field, and the harmonics present in the magnetic field. The

## ANNEXE III (SUITE)

value of the peak magnetic field provides a good indication of the dc component and of the harmonics found in the magnetic field since the saturation curve of modern-day steels is similar from one power transformer to another. The curves in Fig. 7 show the peak magnetic field that has been reached inside the windings versus the direct current for the single-phase transformer, three-phase 5-legged core-form transformer, and three-phase shell-form transformer. The curve for the single-phase transformer is validated using large-scale tests.

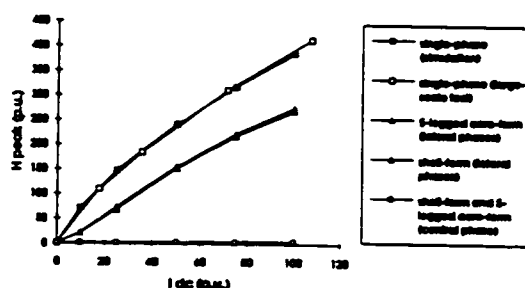


Fig. 7. Results of simulations using per-unit method.

The simulations revealed that the peak magnetic field in the central phase is very weak compared with the other two phases. No temperature rise of the structural parts inside the central phase of these transformers may therefore be attributed to the flow of direct current. The peak magnetic field inside the lateral phase windings attains up to 70% of that of the single-phase transformer. If one considers the size of the structural parts and the cooling conditions from one power transformer to another to be about the same, an analysis of the peak magnetic field constitutes a good means of comparing the temperature rises. Hence, for a given direct current, one can conclude that the temperature rise of the structural parts of the lateral phases of three-phase transformers would be at most roughly 70% of that of single-phase transformers (linear approximation). It should be noted that the temperature rise of the leads and coils resulting from the circulating current between the parallel windings of a shell-form transformer was not covered in this study.

### 5. CONCLUSION

1. The principle of duality was applied to the transformers magnetic circuits. The resulting equivalent electrical circuits were validated using experimental results.
2. The three-phase 3-legged core-type transformer is only slightly or not at all influenced by the presence of direct current since the zero-sequence flux is blocked by a strong reluctance. An excessive temperature rise in the transformer's structural parts cannot therefore be attributed to the presence of direct current.

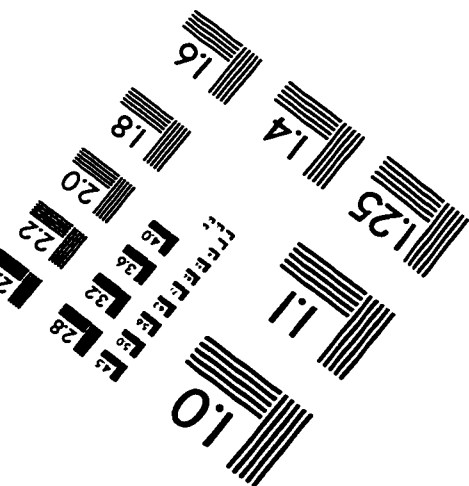
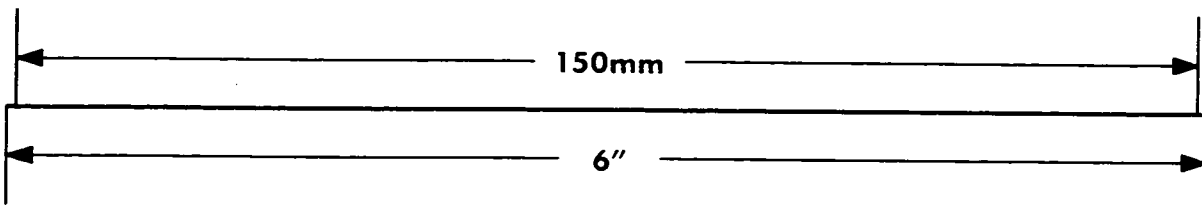
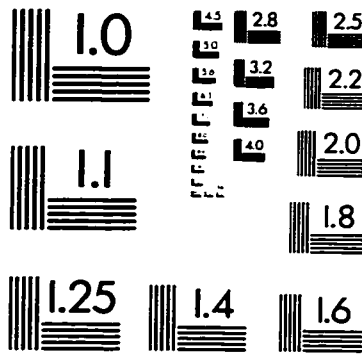
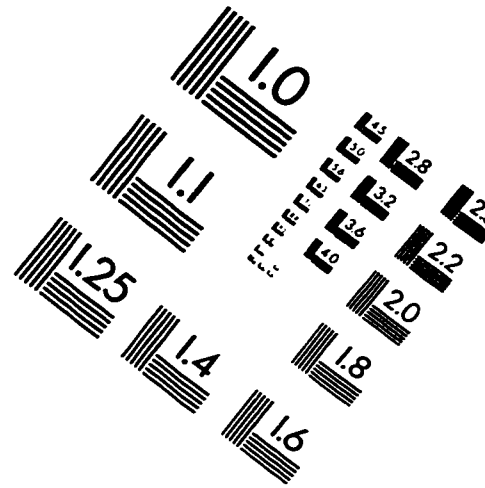
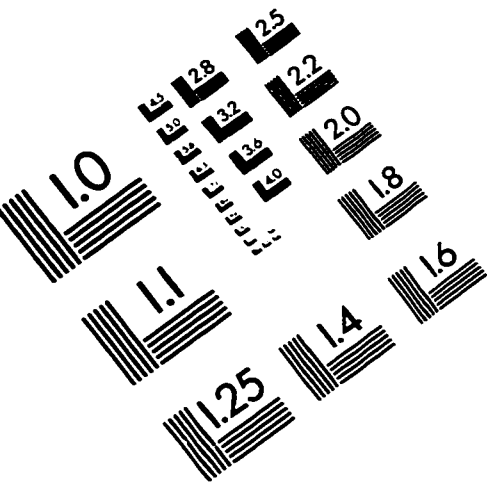
3. Based on an analysis of the magnetic circuit of 5-legged core-form transformers, it is possible to deeply saturate the lateral legs if the total ac flux is able to flow in the upper and lower yokes without saturating them. The transformer's behavior then mirrors that of the three-phase 3-legged core-form transformer.
4. An analysis of the magnetic circuit in shell-form transformers shows that intermediate yokes experience the highest level of saturation.
5. Based on the simulation results, no temperature rise in the structural parts inside the central phase of three-phase 5-legged core-form transformers and shell-form transformers could be attributed to the circulation of direct current.
6. The peak magnetic field inside the windings of the lateral phases of three-phase 5-legged core-form transformer and shell-form transformers attains up to 70% of the peak magnetic field of single-phase transformers. For a given direct current, the temperature rise of the structural parts of the lateral phases of these three-phase transformers will at most be roughly 70% of that of single-phase transformers (linear approximation).

### 6. REFERENCES

- [1] P. Ficher, L. Bolduc, A. Dutil and V. Q. Pham, "Study of the Acceptable DC Current Limit in Core-Form Power Transformers", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 12, No. 1, January 1997.
- [2] E. C. Cherry, "The Duality between Interlinked Electric and Magnetic Circuits and the Formation of Transformer Equivalent Circuits", Proceedings of the Physical Society, Part 62, February 1949, pp. 101-110.
- [3] G. R. Slemon, "Equivalent Circuits for Transformers and Machines Including Non-linear Effects", Proc. IEE, Vol. 100, Part IV, July 1953, p.129.
- [4] R. A. Walling and A. H. Khan, "Characteristics of Transformer Exciting-Current During Geomagnetic Disturbances", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 6, No. 4, October 1991.
- [5] C. M. Arturi, "Transient Simulation and Analysis of a Three-Phase Five-Limb Step-up Transformer Following an Out-of-phase Synchronization", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 6, No. 1, January 1991.



# IMAGE EVALUATION TEST TARGET (QA-3)



APPLIED IMAGE, Inc.  
1653 East Main Street  
Rochester, NY 14609 USA  
Phone: 716/482-0300  
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved

